www.radio.ru

2•2025

РАДИО

АУДИО • ВИДЕО • СВЯЗЬ • ЭЛЕКТРОНИКА • КОМПЬЮТЕРЫ

23 ФЕВРАЛЯ — ДЕНЬ ЗАЩИТНИКА ОТЕЧЕСТВА
2025 год — ГОД ЗАЩИТНИКА ОТЕЧЕСТВА

КРИСС
СЕРВЕРНАЯ ВЕРСИЯ

- *Стабилизатор переменного напряжения*
- *Термометр-гигрометр-барометр*
- *Имитатор пламени*
- *Активный щуп для VNA*

...и ещё 8 конструкций

ISSN-0033-765X
25002
9 770033 765009

2
2025

Радиопутешественники Крыма

Леонид ПУЗАНКОВ (R7KA), г. Симферополь, Крым

(см. статью на с. 49)

Александр Власов, Валерий Богомолов, Владимир Клименко, Виктор Ткаченко с наградами (слева—направо).

Валерий Богомолов (слева) и Виктор Ткаченко у развалин древней крепости.

Награждение Александра Власова дипломом в горах Крыма. Награждение проводит Леонид Пузанков, на втором плане — Сергей Волошин и Виктор Ткаченко.

EXPO ELECTRONICA

МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОНИКИ: КОМПОНЕНТЫ И ТЕХНОЛОГИИ, МАТЕРИАЛЫ И ОБОРУДОВАНИЕ, ВСТРАИВАЕМЫЕ СИСТЕМЫ И КОНЕЧНЫЕ РЕШЕНИЯ

15–17.04.2025

МОСКВА, КРОКУС ЭКСПО

ПОСЕТИТЕ КРУПНЕЙШУЮ ВЫСТАВКУ ЭЛЕКТРОНИКИ!

ВЕКТОРЫ РАЗВИТИЯ 2025:

EXPOCIFRA - ВЫСТАВКА ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И РЕШЕНИЙ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ

EXPO CIFRA

СЕКТОР РОБОТОТЕХНИКИ

ПРЕМИЯ ELECTRONICA

ПОЛУЧИТЕ БЕСПЛАТНЫЙ БИЛЕТ ПО ПРОМОКОДУ

EE2025magazine

ITE ОРГАНИЗАТОР ORGANISER

В НОМЕРЕ:

НАУКА И ТЕХНИКА 4

А. ГОЛЫШКО. Нейроморфные вычисления 4

РАДИОПРИЁМ 8

Х. ЛОХНИ. Электронные компоненты для доработки и обновления полупроводниковых радиоприёмников выпуска 1970—1990 гг. Часть 4. Микросхемы К174ХА6 8

В. ШЕПТУХИН. Новости вещания 21

ИЗМЕРЕНИЯ 23

И. НЕЧАЕВ. Высокоомный активный щуп для векторного анализатора цепей, и не только... 23

Г. БАСОВ. Прибор для измерения напряжения высоковольтных стабилитронов и светодиодных модулей 26

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ 28

С. БИРЮКОВ. Релейно-трансформаторный стабилизатор переменного напряжения 28

ЗВУКОТЕХНИКА 32

А. КУЗЬМИНОВ. Двухканальный предварительный усилитель-формирователь на основе двух ИУ AD623 и сдвоенного ОУ OPA2335 для УМЗЧ на мощных ОУ, включённых в мостовом режиме работы. 32

ПРИКЛАДНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА 37

А. ГЕТТЕ. Термометр-гигрометр-барометр для сауны 37

А. ВАСИЛЬЕВ. Устройство бережного пуска электроинструмента 40

КОМПЬЮТЕРЫ 44

С. СУРОВ. Реализация табличной машины состояний на языке C++. 44

И. РЕШЕТНИКОВ. КРИСС — серверная версия 46

"РАДИО" — О СВЯЗИ 49

Л. ПУЗАНКОВ. Радиопутешественники Крыма. 49

В. БЕСЕДИН. CW QRPP передатчик диапазона 144 МГц 51

"РАДИО" — НАЧИНАЮЩИМ 53

П. АЛЁШИН. Таймер для электронно-механического пугала 53

И. НЕЧАЕВ. Тестер GM328A и его доработки 55

Д. МАМИЧЕВ. Имитатор пламени на светодиодах WS2812B. 60

Р. СЕРГЕЕНКО. Ответы на викторину "Платы расширения Keyestudio" 62

НА КНИЖНОЙ ПОЛКЕ (с. 7, 26).

ДОСКА РЕКЛАМНЫХ ОБЪЯВЛЕНИЙ (с. 1, 3, 4, 7, 40, 3-я и 4-я с. обложки).

На нашей обложке. КРИСС — серверная версия (см. статью на с. 46).

ЧИТАЙТЕ В СЛЕДУЮЩЕМ НОМЕРЕ:

АПГРЕЙД ЧАСОВ "ЭЛЕКТРОНИКА-7"
МОЩНЫЙ ТИРИСТОРНЫЙ БП
РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР
ДОРАБОТКА 25АС-109

Тираж журнала «Радио» № 1 сдан для рассылки подписчикам 13.01.2025 г.

22 31
десятилетие науки и технологий
22—25 апреля 2025
СВЯЗЬ
37-я международная выставка «Информационные и коммуникационные технологии»
SVIAZ
Экспозиция «Навитех» — «Навигационные системы, технологии и услуги»
НАВИТЕХ · NAVITECH
www.sviaz-expo.ru
Россия, Москва, ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР»
ufi
Expo Rating
12+
Реклама
Организатор
ЭКСПОЦЕНТР
Под патронатом
В рамках
Российская неделя высоких технологий
РНВТ

Издаётся с 1924 года

РАДИО®

2•2025

МАССОВЫЙ ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

"Радиолюбитель"—"Радиофронт"—"Радио"

"Radio" is monthly publication on audio, video, computers, home electronics and telecommunication

12+

УЧРЕДИТЕЛЬ И ИЗДАТЕЛЬ:
АНО «РЕДАКЦИЯ ЖУРНАЛА «РАДИО»
Зарегистрирован Министерством печати и информации РФ 01 июля 1992 г.
Регистрационный ПИ № ФС77-82030

Главный редактор В. К. ЧУДНОВ
Редакционная коллегия:
А. В. ГОЛЫШКО, А. Н. КОРОТОНОШКО, К. В. МУСАТОВ,
И. А. НЕЧАЕВ (зам. гл. редактора), Л. В. МИХАЛЕВСКИЙ,
С. Л. МИШЕНКОВ

Выпускающий редактор: С. Н. ГЛИБИН
Обложка: В. М. МУСИЯКА
Вёрстка: Е. А. ГЕРАСИМОВА
Корректор: Т. А. ВАСИЛЬЕВА

Адрес редакции: 129090, Москва, Протопоповский пер., 25, к. Б
Тел.: (495) 607-31-18.
E-mail: **ref@radio.ru**
Приём статей — e-mail: **mail@radio.ru**
Отдел рекламы — (495) 607-31-18; e-mail: **advert@radio.ru**
Распространение — (495) 607-31-18; e-mail: **sale@radio.ru**
Подписка и продажа — (495) 607-87-39
Бухгалтерия — (495) 607-87-39

Наши платёжные реквизиты:
получатель — АНО "Редакция журнала "Радио", ИНН 7708187140,
р/сч. 40703810538090108833
Банк получателя — ПАО Сбербанк г. Москва
корр. счёт 30101810400000000225 БИК 044525225
Подписано к печати 24.01.2025 г. Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.
Объём 8 физ. печ. л., 4 бум. л., 10,5 уч.-изд. л.
В розницу — цена договорная.

Подписной индекс:
Официальный каталог ПОЧТА РОССИИ — П4014;
КАТАЛОГ РОССИЙСКОЙ ПРЕССЫ — 89032.

За содержание рекламного объявления ответственность несёт рекламодатель.

За оригинальность и содержание статьи ответственность несёт автор.

Редакция не несёт ответственности за возможные негативные последствия использования опубликованных материалов, но принимает меры по исключению ошибок и опечаток.

В случае приёма рукописи к публикации редакция ставит об этом в известность автора. При этом редакция получает исключительное право на распространение принятого произведения, включая его публикации в журнале «Радио», на интернет-страницах журнала или иным образом.

Авторское вознаграждение (гонорар) выплачивается в течение двух месяцев после первой публикации в размере, определяемом внутренним справочником тарифов.

По истечении одного года с момента первой публикации автор имеет право опубликовать авторский вариант своего произведения в другом месте без предварительного письменного согласия редакции.

В переписку редакция не вступает. Рукописи не рецензируются и не возвращаются.

© Радио®, 1924—2025. Воспроизведение материалов журнала «Радио», их коммерческое использование в любом виде, полностью или частично, допускается только с письменного разрешения редакции.

Отпечатано в ОАО «Подольская фабрика офсетной печати»
142100, Моск. обл., г. Подольск, Революционный проспект, д. 80/42.
Зак. 01045-25 .

Dr.WEB

Компьютерная сеть редакции журнала «Радио» находится под защитой Dr.Web — антивирусных продуктов российского разработчика средств информационной безопасности — компании «Доктор Веб».

www.drweb.com

Бесплатный номер службы поддержки в России:
8-800-333-79-32

ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА — КОМПАНИЯ «РИНЕТ»

RINeT

БЛИЖЕ К ЛЮДЯМ

Телефон:
+7(495)981-4571
E-mail:
info@rinet.ru
Сайт:
www.rinet.ru

Нейроморфные вычисления

А. ГОЛЫШКО, канд. техн. наук, г. Москва

"Подражание — самая искренняя форма лести, которую посредственность может дать величию"

Оскар Уайльд

Человек много чего умеет, а руководит всеми этими умениями его нервная система, которая, помимо мониторинга и управления человеческим телом, ещё умеет думать. Поэтому логично, что давняя мечта наиболее продвинутых индивидуумов заключалась в том, как сделать разумную машину, имитирующую деятельность человеческого мозга. Что же касается Neuromorphic Computing, то это новая компьютерная технология, нацеленная на использование принципов строения и работы последнего. Несмотря на то что указанные принципы изучены не полностью, уже появились нейроморфные компьютеры, или чипы, реализующие модели нейронных систем. Сегодня нейроморфные вычисления всё ещё на стадии исследований, однако им предсказывают большое будущее.

В целом нейроморфные системы стремятся эмулировать функции мозга и нервной системы, чтобы достичь более эффективной обработки информации и улучшить производительность компьютеров. Поэтому для лучшего понимания происходящего начнём с того, что же они, собственно, имитируют.

В теле человека находится бессчётное количество клеток, каждая из которых имеет собственную функцию. Самые загадочные среди них — нейроны, отвечающие за любое совершаемое человеком действие. Нейрон — специфическая структура в нашем организме, которая отвечает за передачу внутри него любой информации, в быту называемая нервной клеткой. Нейроны работают с помощью электрических сигналов и способствуют обработке мозгом поступающей информации для дальнейшей координации производимых телом действий. Каждый из нейронов имеет связь с огромным числом таких же клеток в рамках своеобразной "паутины", которая называется нейронной сетью. Посредством её в организме передаются электрические и химические импульсы, приводящие всю нервную систему в состояние покоя либо, наоборот, возбуждения.

Мы рождаемся с заданным числом нейронов, но связи между ними ещё не сформированы. Нейронная сеть строится постепенно в результате поступающих извне импульсов. Новые толчки формируют новые нейронные пути, именно по ним в течение жизни побежит аналогичная информация. Мозг воспринимает индивидуальный опыт каждого человека и реагирует на него. К примеру, ребёнок схватился за горячий утюг и отдёрнул руку. Так у него появилась новая нейронная связь.

Стабильная нейронная сеть выстраивается у ребёнка уже к двум годам, и уже с этого возраста те клетки, которые не используются, начинают ослабевать, что, однако, никак не мешает развитию интеллекта. Ребёнок познаёт мир через уже устоявшиеся нейронные связи, а не анализирует бесцельно всё вокруг. То есть даже у такого малыша есть практический опыт, позволяющий отсекать

ненужные действия и стремиться к полезным.

Нейрон состоит из основного тела и ядра. От клеточного тела идёт ответвление многочисленных волокон, которые именуются дендритами. Мощные дендриты называются аксонами, протяжённость которых варьируется от нескольких миллиметров до более метра (т. е. непосредственно до объекта управления). Аксоны играют ведущую роль в передаче информации между нейронами и обеспечивают работу всей нервной системы.

Место соединения дендрита (аксона) с другим нейроном называется синапсом. Дендриты при наличии раздражителей могут разрастись настолько сильно, что станут улавливать импульсы от других клеток, что приводит к образованию новых синаптических связей, которые играют существенную роль в формировании личности человека.

Нейроны можно обнаружить в различных органах человека, а не исключительно в головном мозге. Большое их число расположено в рецепторах органов чувств. Их совокупность составляет основу периферической нервной системы, а сами они имеют несколько разновидностей.

Аффекторные нейроны являются переносчиками информации от органов чувств в головной мозг. У этого вида нейронов самые длинные аксоны. Импульс извне поступает по аксонам строго в определённый участок головного мозга, звуковая информация — в слуховой "отсек", запах — в "обонятельный" и т. д. Промежуточные нервные клетки обрабатывают сведения, поступившие от аффекторных нейронов и передают её периферическим органам и мышцам. На заключительном этапе в дело вступают эфференты, которые доводят команду промежуточных нейронов до мышц и других органов тела.

Слаженная работа нейронов трёх типов выглядит так: человек ощущает запах шашлыка, нейрон передаёт информацию в соответствующий раздел мозга, мозг передаёт сигнал желудку, который выделяет желудочный сок, человек принимает решение "хочу есть" и бежит покупать шашлык. Упрощённо так это действует.

Самыми загадочными являются промежуточные нейроны. С одной стороны, их работа обуславливает наличие рефлекса: дотронулся до элемента под высоким напряжением — отдёрнул руку, полетела пыль — зажмурился. Однако пока не научились объяснять, как обмен между волокнами рождает идеи, образы, мысли. Единственное, что удалось установить учёным, это тот факт, что любой вид мыслительной деятельности сопровождается особой активностью (вспышкой) нервных клеток определённого участка головного мозга.

Ещё существует особая разновидность нейронов, которые именуются зеркальными. Их особенность заключается в том, что они не только приходят в возбуждение от внешних сигналов, но и начинают "наблюдать" за действиями своих собратьев.

Нейроны выполняют в организме несколько важных функций. Прежде всего, это наиболее изученная из них — распространение информации. Нейроны обрабатывают и переносят в головной мозг все импульсы, которые поступают из окружающего мира или собственного тела. Далее происходит их обработка, подобно тому, как работает поисковик в браузере. По результатам сканирования сведений извне головной мозг в форме обратной связи передаёт обработанную информацию к органам чувств или мышцам. Биологический нейрон, по сравнению с современными процессорами, имеет ничтожную производительность, всего десять сигналов в секунду. Но за счёт распределённой сети передачи сигнала (этакие параллельные вычисления) мозг человека обрабатывает невероятный объём информации одновременно.

К другим функциям нейронов относится аккумуляция знаний (сохранение опыта), интеграция (взаимодействие отделов мозга) и производство до 80 различных белков. Прекращение выработки белков или их выпуск в недостаточном количестве, как, впрочем, и разрыв связей между мозгом и другими органами, способно привести к тяжёлым заболеваниям.

До настоящего времени создать искусственный интеллект (ИИ), который бы приблизился к работе нейронных сетей человека, не удалось. У каждого из примерно 85 миллиардов нейронов в каждом человеческом теле имеются как минимум 10 тысяч обусловленных опытом связей, и все они работают на передачу и обработку информации.

ИИ — всего лишь компьютерная программа, — любили говорить технооптимисты, призывая не бояться его. Однако сегодня это уже не так. В течение последних 20 лет технологические гиганты пытаются реализовать нейросети на аппаратном уровне, т. е. в "железе" и кремнии. А нейроморфные, т. е. подобные живым нервным клеткам, чипы (своего рода процессоры будущего) — это попытка создать новое поколение машин, где работа нейронов будет представлена не только грубой математической моделью, но и будет воспроизводить концепции работы мозга на аппаратном уровне.

Первые электронные компьютеры появились в годы Второй мировой войны и использовались для расчёта баллистических таблиц, дешифровки вражеских сообщений, и поэтому все мировые державы того времени активно спонсировали разработку компьютеров. Главной задачей той эпохи были абсолютная точность и строгое следование заданному алгоритму вычислений.

Несмотря на то что современные компьютеры мало похожи на первые ЭВМ, основные принципы остались теми же. Процессор получает вереницу операций на вход и выполняет их по очереди в строго определённом порядке. Это похоже на работу конвейера, а для его работы нужна безупречная синхронизация, иначе разные данные от разных операций перемешаются, результат попадёт в неверную ячейку памяти, и весь дальнейший расчёт будет неверным. Узкое место подобной системы — тактовость, последовательность работы. Параллельные вычисления на нескольких процессорных ядрах дают свой эффект для некоторых задач, но в большинстве случаев разделение расчётов на независимые потоки и совмещение полученных ответов всё равно оказывается неоправданно сложным.

Сегодня для ускорения работы ИИ используются отдельные микросхемы или модули процессоров, чипы для глубокого машинного обучения или отдельных функций — например, для машинного зрения, а также видеокарты, архитектура которых, в частности, справляется с параллельными вычислениями лучше центральных процессоров.

Однако все эти примеры далеки от нейроморфных вычислений, поскольку построены на традиционной последовательной вычислительной архитектуре фон Неймана с разделённым процессором и памятью. Нейроны мозга, в свою очередь, способны и хранить, и обрабатывать информацию одновременно.

Человеческий мозг устроен иначе. Он состоит из множества отдельных нервных клеток, нейронов, каждая из которых принимает сигналы от других нейронов, преобразует их к двоичному сигналу и отправляет дальше по сети. Каждый нейрон работает как бинарный индикатор признака: "было" или "не было", и это немного роднит человека с компьютерами.

Изучение мозга подтолкнуло учёных к созданию искусственных нейросетей — вычислительных систем, которые, подобно человеку, могут обучаться на основе опыта. Математическая модель нейрона выглядит как сумма всех входящих сигналов с коэффициентами и преобразование, которое либо обнуляет сигнал, либо оставляет его. Нейросети составляются из нескольких слоёв нейронов, где каждый следующий слой получает на вход результат работы всех нейронов предыдущего слоя. Это во многом похоже на то, как устроена работа мозга на самом деле.

На вход нейросети подают примеры данных и смотрят, что получилось на выходе. В зависимости от того, насколько ответ нейросети совпал с ожидаемым, корректируют значения коэффициентов (их называют параметрами), иначе говоря, ослабляют или усиливают связь между отдельными нейронами. Если алгоритм корректировки выбран успешно, то после десятков или сотен тысяч примеров параметры каждого нейрона сами подстраиваются под данные. И мы можем научить нейросеть распознавать рукописные буквы, даже

Читатели, приславшие в редакцию любые пять из шести купонов за полугодие, смогут претендовать на один из призов.

Февраль 2025 год

если не можем сформулировать необходимый для этого пошаговый алгоритм.

Математическая теория обучения нейросетей была заложена ещё в 50–60-е годы прошлого века. Были написаны первые перцептроны — алгоритмы, имитирующие работу нейросети на ЭВМ. Для этого все вычисления как для самих нейронов, так и для корректировки их параметров выстраивались в общую очередь и выполнялись на классическом процессоре. Однако процессоры общего назначения оказались одновременно слишком мощными и недостаточно мощными для заметных успехов в этой области: для обсчёта нейросети нужны очень простые операции — в основном только сложение и умножение. Однако таких операций нужно производить на порядки больше, чем доступно обычному процессору.

На протяжении всего XX века нейросети оставались в основном теоретической разработкой, уделом математиков и редких инженеров-энтузиастов. Существенные изменения произошли в 2010-х годах, когда ИИ на базе нейронных сетей обучили делать выводы на основе анализа данных после предварительной тренировки. Сегодня такие системы применяются, например, для подсчёта пассажиров в автобусе или фиксации номера автомобиля нарушителя ПДД. Даже смартфоны со временем обзавелись ИИ — например, для обработки изображений или видео.

То есть прорывные успехи в этой области случились относительно недавно, с выходом на рынок графических процессоров (GPU), способных к гораздо более эффективному вычислению нескольких простых операций. С 2015 г. нейросети стали проникать во все сферы жизни. Благодаря мощным GPU и библиотекам для разных языков программирования экспериментировать с ними мог любой желающий. Появились понятливые голосовые помощники, автопилот Tesla, оплата с помощью лица, ChatGPT и Midjourney.

Впрочем, несмотря на впечатляющие успехи, современные нейросети являются сильно упрощённой моделью работы биологических нейросетей. Они демонстрируют возможность воспроизведения машиной природных концепций, но их возможности на порядки отстают от природного прототипа.

Впервые нейрочип был показан широкой аудитории корпорацией Intel в 2014 г. За прошедшее десятилетие появилось множество разных разработок на эту тему от разных компаний. TrueNorth, Neurogrid, BrainScaleS, SpiNNaker, Intel Loihi, Akida, Tianjic, Dynap-SEL, XYLO, отечественный "Алтай" — далеко не полный список существующих на сегодняшний день нейроморфных чипов. Сейчас это тема активных научных разработок, поэтому здесь нет каких-то устоявшихся стандартов. Однако большинство из них строятся вокруг схожих принципов.

В первую очередь, это асинхронность и импульсность — отказ от тактовой частоты и конвейера. Каждый нейрон работает независимо и посылает сигнал, когда его триггер срабатывает. При этом возникает необходимость усложнить логику обработки входных сигналов. Взамен одномоментного считывания актуальных данных на входных контактах нейрону нужно уметь интегрировать сигналы, приходящие в разные моменты времени.

Ещё одно важное отличие — память. Если в искусственной нейросети модель описывается сотнями миллионов параметров, которые хранятся на диске и подгружаются в процессор при обсчёте каждого следующего узла нейросети, то в нейроморфных чипах память — это изменённое состояние нейрона. По мере обучения и накопления опыта каждый нейрон постепенно меняет свои параметры обработки сигналов, приоритизируя одни синапсы и отключая другие. Это состояние хранится в памяти самого нейрона.

То, как эти идеи воплощаются на практике, можно увидеть на примере нейроморфного чипа TrueNorth от компании IBM. В каждом ядре по горизонтали уложены выходные контакты одного слоя нейронов. По ним проходят импульсы, когда нейрон срабатывает. По вертикали уложены входные контакты следующего слоя нейронов. Они пересекаются в виде квадратной сетки, и каждый узел этой сетки — это синапс между выходным контактом одного нейрона и входным контактом другого. Такая укладка позволяет сделать полносвязную систему, в которой каждый нейрон одного слоя связан с каждым нейроном следующего слоя. Уже в процессе обучения некоторые из этих связей обнуляются, а синапс распадается (почти как у ребёнка). По той же схеме подключаются все последующие слои.

Аппаратная система лишена большого энергетического недостатка, присущего программным нейросетям. На классическом компьютере, даже если в какой-то части нейросети не проходит никакого сигнала, алгоритм всё равно подаёт эти пустые данные на обсчёт. В нейроморфных системах спящие нейроны тратят гораздо меньше энергии — только для хранения своего состояния. Более того, сейчас идёт активная разработка мемристоров — электронных элементов, которые при подаче тока меняют своё значение и сохраняют его. Если это удастся, они заменят транзисторы, которым для сохранения состояния нужна постоянная подача энергии. К тому же энергоэффективность открывает нейросетям дорогу к всевозможным мобильным и носимым девайсам.

Сегодня искусственные нейроны объединяются по модели импульсных нейронных (спайковых) сетей (Spiking Neural Network, SNN), особенностью которых является передача данных с помощью разнесённых по времени коротких импульсов равной амплитуды, а не за счёт меняющихся по времени значений, как в нейросетях предыдущих поколений. Благодаря кодированию данных импульсами и временными промежутками между ними импульсные нейросети моделируют естественные процессы передачи сигналов, которые также управляют процессами обучения с динамическим переназначением синапсов между нейронами в ответ на стимулы.

Нейросеть типа SNN обеспечивает крайне высокую скорость и производительность, а её структура может обучаться непосредственно во время работы. Она может обрабатывать динамические задачи, например распознавать изображения в видеоряде. Многозадачность спайковых нейронных сетей позволяет обучать группы нейронов для решения различных проблем и осуществлять распознавание с предсказанием по неполным данным.

В сентябре 2017 г. Intel Labs представила самообучающийся нейроморфный процессор Loihi первого поколения, предназначенный для изучения функциональных возможностей спайковых нейронных сетей и имитации адаптивного поведения мозга с возможностью масштабирования решений от двух и более процессоров на одной плате. Осенью 2021 г. Intel представила процессор нового поколения Loihi 2, а также среду программирования Lava с открытым исходным кодом для разработки нейроморфных приложений.

Число искусственных нейронов в Loihi 2 увеличилось, по сравнению с первым поколением, сразу в восемь раз, до 1 млн, при этом физический размер кристалла, напротив, уменьшился почти в два раза, до 31 мм^2. Сравнения с предыдущим поколением показали прирост скорости обработки данных до десяти раз, а также до 15 раз более плотную концентрацию ресурсов с большей экономией энергии. В Intel также подчёркивают, что нейроморфные сети Loihi 2 работают до 5 тыс. раз быстрее, чем биологические нейроны.

В последние годы исследователи отмечали, что нейроморфное оборудование опережает прогресс в программной области, особенно в части алгоритмов. Открытая модульная среда разработки Lava призвана устранить эти противоречия и унифицировать программный стек, особенно с учётом близкой перспективы появления коммерческих нейроморфных продуктов, и предоставляет разработчикам совместное использование общих инструментов и библиотек, возможность взаимного обмена накопленным опытом.

Современные нейроморфные чипы ещё не достигли уровня сложности связей в человеческом мозге, однако вполне могут посоперничать с ним в скорости. Искусственные нейроны, собранные на современных электронных технологиях, могут обрабатывать и пропускать в сотни раз больше сигналов в секунду, чем нейроны человеческого мозга. Нейроморфные чипы

потребляют мало энергии, почти не ограничены в возможностях масштабирования и довольно точно моделируют поведение своих биологических аналогов. Вместе с вероятностными алгоритмами обработки неопределённых и противоречивых данных они являются одним из наиболее перспективных вариантов развития ИИ.

Следующее поколение технологий ИИ, над которым, в частности, работают в Intel Labs (научно-исследовательское подразделение компании, которое изучает перспективные идеи работы с данными), будет использовать алгоритмы, более точно имитирующие работу биологического мозга, в том числе в части интерпретации (трактовки в правильном контексте) и автономной адаптации (улучшенное представление данных без взаимодействия с внешней средой) для реагирования на непредвиденные ситуации и различные абстракции.

Одной из наиболее наглядных демонстраций возможностей нейроморфных вычислений стала совместная публикация исследователей из Intel Labs и Корнельского университета в журнале Nature Machine Intelligence, где они поделились опытом использования процессоров Intel Loihi для имитации системы обоняния человека. Исследователи научили предварительно натренированный Loihi точно и с первого раза распознавать до 10 видов запахов вредных веществ, включая ацетон, аммиак, метан и другие химикаты, используемые при создании наркотических и других подобных веществ. Альтернативным решениям, в том числе с применением ИИ и глубокого обучения, для такого уровня точности требуется в 3 тыс. раз больше выборок для обучения по каждому классу веществ.

Ещё один удачный пример на стыке нейроморфных вычислений и биологии продемонстрировала команда учёных из Национального университета Сингапура (NUS). Исследователи создали роботизированную руку с искусственной кожей и датчиками зрения и оснастили её нейроморфным процессором Loihi. В итоге искусственная рука была обучена обнаруживать прикосновения более чем в тысячу раз оперативнее, чем сенсорная нервная система человека, и определять форму, текстуру объектов в десять раз быстрее, чем человеческий глаз.

Аэрокосмическая компания Airbus совместно с Университетом Кардиффа использует процессор Loihi в проекте совершенствования технологии обнаружения вредоносных программ. В компании полагают, что возможности обучения и масштабирования Loihi в режиме реального времени помогут ускорить обнаружение вредоносного кода при низком энергопотреблении и помогут в борьбе с вымогателями.

Таким образом, ключевым преимуществом нейроморфных процессоров является возможность искусственных нейронов обучаться "на лету", одновременно передавать, хранить и обрабатывать информацию. Особая архитектура, где каждый нейрон связан синапсами с тысячами других нейронов, позволяет таким процессорам учиться, развиваться и адаптироваться по аналогии с образом мышления человека.

При всём этом следует понимать, что нейроморфные системы всё ещё проходят эволюционную стадию лабораторных исследований и не ориентированы на замену традиционных компьютеров в коммерческих масштабах. Пока что это в большей степени инструментарий для изучения возможностей нейроморфных вычислений. Переход от традиционной вычислительной архитектуры к нейроморфным системам связан со сложностью создания нейроалгоритмов. Так, в отличие от покадровой обработки видео с традиционной архитектурой, нейроморфный алгоритм рассматривает её как изменение визуальной информации во времени.

Нейроморфные вычисления — это, по сути, полное переосмысление компьютерной архитектуры с использованием новейших разработок нейробиологии для создания процессоров и систем с функциональностью биологического мозга.

Когда-то идеи философов о человеческом разуме привели к вере в то, что рациональное мышление можно описать, пользуясь алгебраическими или логическими механизмами. Позже, с появлением электронных приборов и компьютеров, человечество попало в состояние постоянного ожидания того, что вот ещё немного, и появится машина (или программа), разум которой сравним с человеческим. Некоторые объявляли разумные машины спасителями человечества, а некоторые видели в этих машинах источник великого бедствия, так как полагали, что появление на Земле второй разумной сущности приведёт к уничтожению первой.

Мы живём в интересное время в ожидании понимания, кто из них оказался прав.

По материалам

https://3dnews.ru/1114711/neyromorfnie-vichisliteli-v-metalle,
https://www.defectologiya.pro/zhurnal/nejronyi_chto_eto_takoe,_ix_vidyi_i_funkczii/?ysclid=m49y1ck84c108912720,
https://www.kommersant.ru/doc/5089550,
https://habr.com/ru/companies/ruvds/articles/576376/,
https://www.kommersant.ru/doc/5089550?ysclid=m48frr3j9a388121266,
https://ya.zerocoder.ru/pgt-razrabotka-nejromorfnyh-sistem-neuromorphic-computing/

МОДУЛЬНАЯ РЕКЛАМА

Отмороженные цены
на радиодетали.
www.radiodetali.perm.ru
Тел: 8-800-201-75-54

Вышла в свет новая книга

Дементьев А. Н., Захаркин С. В., Иванов В. А.

Сигналы и каналы связи. Учебное пособие для вузов. — М.: Горячая линия — Телеком, 2024. — 344 с.: ил.

ISBN 978-5-9912-1090-4.

Приведено описание основных способов представления сигналов и помех как случайных процессов, методов анализа сигналов (разложение в ряды Фурье, частотно-временные характеристики и энергетические спектры, интегральное и дискретное преобразования Фурье, быстрое преобразование Фурье, вейвлет-анализ сигналов и др.).

Рассмотрены основы дискретного преобразования сигналов, методы, математический аппарат, спектральные характеристики модуляции сигналов (амплитудной, угловой, относительной фазовой, квадратурной амплитудной и амплитудно-фазовой). Представлены способы формирования широкополосных сигналов и ортогональной модуляции с частотным разделением, а также модели непрерывных и дискретных каналов связи, их основные характеристики, описание интерфейсов и протоколов физического уровня. Материал изложен последовательно, от простого к сложному.

Для студентов вузов и курсантов, обучающихся по специальности 10.05.02 — "Информационная безопасность телекоммуникационных систем", докторантов, аспирантов (адъюнктов), обучающихся по направлению подготовки "Информационная безопасность".

Будет полезна специалистам в области мониторинга телекоммуникационных систем, а также студентам вузов радиотехнического профиля.

Адрес издательства в Интернет
WWW.TECHBOOK.RU

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Электронные компоненты для доработки и обновления полупроводниковых радиоприёмников выпуска 1970—1990 гг.

Часть 4 Микросхемы К174ХА6

ХАЙО ЛОХНИ, Германия/Россия, г. Гай Оренбургской обл.

К концу 1970-х годов появилось множество монолитных интегральных микросхем для радиоприёмной аппаратуры, которые на десятилетия вперёд определили развитие и разработку более качественных радиотехнических микросхем, но эти базовые решения в наше время не потеряли свою актуальность. Микросхемы того первоначального периода хороши тем, что они созданы в полной функциональности и с научной правильностью, у них имеются все нужные выводы для разработки полноценных качественных узлов. Одна из них — это К174ХА6, которая в СССР обрела популярность в УКВ-приёмниках в начале 1980-х годов. В середине 1970-х годов её разработали в ФРГ как TDA1047, к 1977 г. она появилась в ГДР в руках радиолюбителей как A225, и во всех этих странах аппаратура премиум-категории строилась именно с ней в большом количестве до конца 1980-х. Запасы на складах и в наше время дают возможность на этой микросхеме построить текущие проекты. С помощью современной измерительной аппаратуры можно разработать узлы с высоким качеством и даже найти новые схемные решения, которые не приведены в документации производителей и до которых не дошли на пике популярности. В предложенной статье автор ссылается на общеизвестные издания документации, а современными измерениями создаёт свежий взгляд из 21-го века на ИМС К174ХА6, созданную почти 50 лет назад.

1. Введение

Интегральные микросхемы (ИМС) серии К174 к концу 1970-х годов заменили в бытовой РЭА проблематичные гибридные ИМС. Из этой серии ИМС К174ХА6 (оригинал ФРГ — TDA1047, аналог ГДР — A225) предназначена для работы в тракте УПЧ 10700 кГц для ограничения ПЧ ЧМ-сигнала по амплитуде, его демодуляции, дополнительной функции отключения аудиосигнала и АПЧ при некачественном радиоприёме. Рабочий частотный диапазон при модификации элементов обвязки начинается с НЧ, а на частоте более 15 МГц проявятся существенные фазовые ошибки.

В документации от производителей имеется достаточно информации для стандартного применения этой ИМС в обычной бытовой аппаратуре, но практически нет информации, которая позволила бы строить аппаратуру высшего класса.

Есть и аналогичная ИМС в версии 174ХА5, КМ174ХА5 (керамический корпус 2104.18-1) с цоколёвкой, развёрнутой на 180°. Поэтому её можно напрямую использовать взамен К174ХА6 с разворотом на 180° на печатной плате. К тому же ИМС 174ХА5 и КМ174ХА5 имеют соединённый с общим выводом экран. При проверке изделий разных изготовителей выпуска 1977—1995 гг. не было замечено значимого расхождения качества и параметров для бытового интервала температур.

2. Режим по постоянному току и напряжение питания

Первичная проверка статического режима ИМС К174ХА6 была включена с минимальным набором элементов обвязки. Выводы 1, 2 и 13 подключены к общему проводу, выводы 16, 17 и 18 по стандартной схеме работают в сочетании с источником импеданса 330 Ом, в цепи питания (вывод 12) установлен конденсатор ёмкостью 68 нФ.

При минимальном допустимом напряжении питания +4 В ток потребления — 6,5 мА. Однако внутренний стабилизатор 3,6 В правильно работает при напряжении питания более 4,4 В. Но как показали замеры на сигнальных выводах, полноценный и стабильный рабочий режим устанавливается только при напряжении питания более 5,5 В с потребляемым током уже 8,1 мА. В документации указан ток потребления на 2 мА больше, который может быть при повышенной температуре и отключении аудиовыхода и АПЧ. Напряжения смещения на сигнальных выводах уже практически не меняются при дальнейшем увеличении напряжения питания. При его повышении до 18 В потребляемый ток возрастает до 9 мА, но это уже никак не в помощь качеству, и можно считать нагрев микросхемы лишними 100 мВт не в пользу стабильности.

Для аппаратуры высшего класса напряжение питания этой микросхемы должно быть не менее 5,5 В. Поэтому всё дальнейшее описание приведено при напряжении питания 5,6 В, и его увеличение до 9 В мало что меняет.

3. Постоянные напряжения и размах переменных сигналов

При малом напряжении питания важно правильно установить режим по постоянному току, чтобы не потерять в размахе сигналов. Внутренний стабилизатор на транзисторе VT66 (полная схема ИМС К174ХА6 выложена на сайте журнала) вырабатывает напряжение смещения +3,6 В на узел демодуляции, и это напряжение с ТКН = –2 мВ/К присутствует на выводах микросхемы 9 и 10. Однако, в зависимости от произво-

дителя, это напряжение может быть в интервале 3,45...3,6 В, и от этого существенно зависят усиление усилителя-ограничителя и порог ограничения. Очень хорошие экземпляры отличаются напряжением на выводах 9 и 10 ближе к +3,6 В.

3.1. Усилитель-ограничитель сигнала ПЧ (выводы 8, 11, 16, 17, 18)

Усилитель-ограничитель питается стабилизированным напряжением +3,6 В от внутреннего стабилизатора. В усилителе реализована глубокая ООС по постоянному напряжению. Она обеспечит высокую симметрию ограничения синусоидального сигнала, и этот режим не следует нарушать "посторонними" токами. На выводах 16, 17, 18 (входной узел УПЧ) формируется стабилизированное напряжение +2,45 В, поступающее через внутренние резисторы сопротивлением 100 кОм. На выводах 8 и 11 (выходы УПЧ) присутствует напряжение +2,6 В, которое имеет высокую стабильность и может быть использовано для подключения внешних элементов. При выходном токе ±50 мкА напряжение изменяется менее чем на ±2 мВ, что соответствует выходному сопротивлению не более 40 Ом. Желательно симметрично нагружать выводы 8 и 11.

Не рекомендуется прямое подключение пьезофильтра к выводу 18, надо установить качественный разделительный конденсатор, и выход пьезофильтра соединить с общим проводом через резистор сопротивлением 0,1...1 МОм. Установка резистора сопротивлением 330...470 Ом между выводами 17 и 18 не внесёт заметную ошибку в симметрии работы. По некоторым версиям документации допускается сопротивление этого резистора до 10 кОм, но это оказалось недопустимым, и вероятно, имеет место путаница с указанием входного сопротивления 10 кОм самого усилителя-ограничителя. Подача сигнала от обмотки связи LC-фильтра или трансформатора может быть чревата самовозбуждением на УКВ транзистора первого каскада. Параллельно этой обмотке надо установить резистор сопротивлением 0,1...5 кОм, который погасит резонанс на УКВ и заодно сформирует АЧХ ПЧ-фильтра.

Входной транзистор с базой к выводу 18 останется в хорошем динамическом режиме даже при размахе сигнала 1500 мВ, фазовые искажения останутся менее 0,1° и искажений в аудиосигнале не заметно. На выводе 18 не следует допускать появления сигнала с напряжением (постоянное + переменное) более +3,8 В и менее 0 В. Режим с наименьшим фазовым шумом образуется при подаче сигнала из источника импедансом 140 Ом (10700 кГц), и целесообразно использовать весь допустимый размах сигнала до 1...1,5 В, это стоит учитывать при составлении высококачественного узла. Для этого требуется довольно мощный каскад УПЧ на входе ограничителя.

Ток покоя каждого из сигнальных транзисторов усилителя-ограничителя — около 130 мкА, и каждый из шести каскадов имеет усиление 12 дБ по напряжению. От входа (вывод 18) к выходу (вывод 8 или 11) усиление — 72 дБ (78 дБ разностное усиление). Заметное ограничение синусоидального сигнала начинается при входном напряжении размахом 50 мкВ. Сигнал проходит ограничитель за 20 нс, и эта задержка не меняется для сигналов размахом 0,3...1500 мВ на частотах до 15 МГц. При подаче качественного сигнала размахом более 1 мВ фазовые шумы усилителя-ограничителя эффективно подавлены, что хорошо отражено в диаграммах документации по качеству аудиосигнала. Это означает, что хороший приёмный тракт должен иметь от антенны до входа усилителя-ограничителя (вывод 18) усиление примерно 60 дБ, но такое редко можно встретить на практике, даже в элитной аппаратуре.

Усилитель-ограничитель выдаёт на выходах (выводы 8 и 11) симметричные сигналы, по форме близкие к прямоугольным размахом по 250 мВ, которые противофазны, с фронтом и спадом длительностью по 10 нс. При входном сигнале размахом более 1 мВ фазовая ошибка между выходами практически отсутствует (в диапазоне частот 450...10700 кГц и блокировочных конденсаторах ёмкостью 330...100 нФ). Импеданс эмиттерных повторителей (VT37VT43) — 30 Ом и мало зависит от мгновенного значения тока и напряжения. Не допускается прямая нагрузка ёмкостью более 10 пФ, что соответствует ёмкости монтажа и проводникам на печатной плате. Но можно между выводами 8 и 11 установить нагрузку сопротивлением 2 кОм или к выходам подключить отдельно нагрузку сопротивлением 1 кОм, но при этом постоянный ток не должен превышать 20 мкА. Амплитуда, фронты и фаза при этом не пострадают.

3.2. Выход аудиосигнала (вывод 7)

Аудиовыход имеет внутреннее смещение по напряжению +2,9 В, поступающее через внутренний резистор нагрузки (R78, 11 кОм), прямого доступа к нему нет, сигнал выдаётся через эмиттерный повторитель. Сигнал на этом выходе зависит исключительно и напрямую от сдвига по фазе в фазовращателе демодулятора — это штатная и не изменяемая зависимость. Она выручает для правильного налаживания других функций. К сожалению, в документации эта ключевая зависимость не отмечена таковой, и невозможно привязать работу выходов (выводы 4 и 5) к происходящему в фазовращателе и к выходному сигналу на выводе 7. На этом выходе можно получить аудиосигнал с крайне малыми искажениями (–80 дБ или КНИ 0,01 %). Однако в документации это никак не отражено, и искажения менее 0,3 % (–50 дБ) не обсуждаются.

Постоянное напряжение на выводе 7 при отсутствии радиосигнала и установленном фазовращателе составляет +1,8...+2,2 В для разных изделий разных изготовителей, в большинстве случаев — это +2,1 В. Среди изделий одной партии разброс минимален. Для налаживания качественной аппаратуры важно знать это напряжение у конкретного изделия. При налаживании демодулятора с помощью цифрового осциллографа с функцией FFT (быстрое преобразование Фурье — БПФ) в канале "У" надо установить такое смещение, чтобы это напряжение "легло" на среднюю нулевую линию в режиме DC. Тогда при анализе спектра аудиосигнала можно оценить не только искажения, но и правильность настройки демодулятора по центру. Параллельное наблюдение среднего напряжения на мультиметре — это очень утомительно.

Комбинация эмиттерного повторителя (транзистор VT75, n-p-n) и источника тока (транзистор VT76, n-p-n) работает идеально, пока нет внешней нагрузки, а нарушение этого часто бывает в практических схемах. Ток покоя эмиттерного повторителя составляет типично 205 мкА с разбросом ±25 мкА, и на основании этого в документации приводится импеданс аудиовыхода — 130 Ом. Такое построение выхода обеспечивает подавление искажений до уровня –70 дБ, если нагрузка будет сопротивлением более 10 кОм, и нет существенной ёмкостной составляющей. В документации приведены схемы выхода с ФНЧ с последовательным резистором сопротивлением 2...3 кОм и конденсатором фильтра ёмкостью 22...10 нФ, а это уже слишком тяжело нагружает выход, чтобы получилось высокое качество. В документации предлагают установить резистор 2,7 кОм между выходом (вывод 7) и общим проводом, при этом ток покоя увеличивается до 1 мА и выходной импеданс уменьшается до 20...25 Ом. Это в отдельно взятом эмиттерном повторителе позволяет уменьшить искажения от ёмкостной составляющей нагрузки на 12...32 дБ (IM_2), но увеличивает и "искривляет" нагрузку эмиттерным повторителем на узел сложения фазовых сигналов (VT78VT79). В итоге улучшения мало, и с фазовращателем можно экспериментировать без конца, искажений менее –50 дБ уже не добиться. Вместо этого резистора лучше было бы установить полевой транзистор (ПТ) КП303А (или другой типа JFET) с начальным током стока 1 мА, который себя ведёт как источник тока, а затвор и исток подключить к общему проводу. Можно также применить ПТ с р-каналом КП103А, КП103Б и установить его "наоборот" — исток и затвор подключить к выводу 7, а сток — к общему проводу.

При соответствующей настройке фазовращателя на выводе 7 может быть напряжение сигнала в интервале от +0,5 В до +3,8 В относительно общего провода. Но режим с очень малыми искажениями (не хуже –70 дБ) ограничен интервалом +1,4...+2,8 В. Поэтому наладить на выводе 7 аудиосигнал размахом более 1400 мВ возможно, но не имеет смысла, и с учётом дрейфов и разбросов целевой параметр лучше оставить 800...1100 мВ, не зря в документации рекомендуют сигнал размахом 800...900 мВ (270...300 мВ эфф).

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Внутренний узел сложения токов не справится с идеальной работой фазового детектора, когда он питается импульсными сигналами, при этом ещё и с большим фазовым расхождением (более 30°). В такой ситуации источник тока на транзисторе VT76 будет оставлен без тока, и его переход б-э "тянет" всю линию питания остальных генераторов тока смещения к общему проводу. В этом случае нарушается формирование опорного тока для множества узлов, и на сигнальных выводах ИМС выдаются бессмысленные напряжения. В стандартных схемах эта проблема не возникает, поэтому в документации об этом нет ни слова. Но вполне вероятно, это обстоятельство мешало многим разработчикам при разработке качественных узлов, поэтому в итоге они отказались от применения этой ИМС в качестве фазового детектора. Но решение проблемы пришло откуда не ждали, когда шло полное переосмысление принципа формирования аудиосигнала.

3.3. Улучшенный вариант аудиовыхода

Если внимательно рассматривать на схеме ИМС элементы, "работающие" на вывод 7, то окажется, что они составляют половину дифференциального усилителя (ДУ) и не хватает второй половины ДУ вне ИМС. Если питать эмиттерный узел от ДУ стабильным источником тока, тогда почти не важно, куда в межэмиттерный узел подавать этот ток, не обязательно нужна симметрия схемы подачи этого тока. "Кривая" подача эмиттерных токов повлияет на допустимый и необходимый интервал входных напряжений на базах, но не меняет прохождение переменных сигналов через ДУ от первой базы ко второму коллектору.

В схеме на **рис. 1** показан вариант выхода, который может выдать сигнал с малым шумом, большим размахом и крайне низкими искажениями. При этом нет нарушения работы других узлов и скомпенсирован температурный дрейф напряжения на выводе 7, а выходной сигнал можно разветвлять на несколько каналов с тем же качеством.

Транзистор VT1 и резистор R1 дополняют узел внутри ИМС до очень линейного ДУ с токовым выходом. Напряжение на базе транзистора VT1 и резистор R1 подбирают для равных токов в транзисторах VT75 и VT1 с учётом размаха по напряжению на выводе 7 при полезном сигнале ±500 мВ, с запасом — до ±800 мВ. Это приведёт к тому, что при большой отстройке этот ДУ переходит в жёсткое ограничение, и не передаётся аудиосигнал с грубыми искажениями.

Транзисторы VT2, VT3, VT4 работают как токовое зеркало. Транзисторы серии КТ3108 при большом значении $h_{21э}$ имеют особо выдержанную логарифмическую характеристику, заметно лучше, чем у других популярных p-n-p-транзисторов. Большие номиналы резисторов R4—R6 обеспечивают большой допуск при подборе идентичности параметров этих транзисторов. Нелинейность в значительной мере компенсируется транзистором VT2. Коллекторная цепь транзистора VT1 ещё не самый линейный узел, и поэтому не стоит увлекаться увеличением ёмкости фильтрующего конденсатора C4, он убирает высокочастотный шум и пульсацию ПЧ, но никак не должен повлиять на полезный сигнал на частотах менее 60 кГц.

Напряжение на базе транзистора VT1 не имеет термокомпенсации, и ТКН на эмиттерах от VT75 и VT1 совпадают, поэтому вся стабильность зависит от температурной стабильности колебательного контура в фазовращателе.

Токовое зеркало позволяет разветвлять сигнал для решения разных задач, и можно легко отключать отдельные выходы коротким замыканием коллектора на общий провод. Для примера, на выходе 1 подборкой резистора R7 устанавливают требуемое напряжение сигнала, и установкой конденсатора C5 можно получить простой ФНЧ с постоянной времени 50(75) мкс для радиовещательного аудиосигнала (моно). Коллекторный выход также хорошо сочетается с LC ФНЧ для подачи сигнала на стереодекодер.

Выход 2 показан в качестве источника моносигнала и его комбинацией с АМ-аудиосигналом. Диод VD1 отсоединяет узел при отключении питания ЧМ-тракта. Конденсатор C6 во взаимодействии с резисторами R8—R11 создаёт постоянную времени RC-цепи 50 мкс, которая благодаря делителю R10R9 при АМ не повлияет на тембр.

На **рис. 2** показан спектр качественного аудиосигнала (моно) с частотой 1 кГц на выходе 1 при работе особо линейного фазовращателя, искажения здесь ниже –73 дБ.

При приёме реального радиовещательного сигнала был снят полный спектр (**рис. 3**) выходного MPX-сигнала (сумма аудиосигнала и сигналов двух сервисов — RDS (Radio Data System) и SCA (Subsidiary Communications Authorization)) без фильтрации (C5 = 0, C4 = 100 пФ) на нагрузке R7 = 620 Ом при передаче через линию связи сопротивлением 600 Ом.

При налаживании следует выполнять основное правило — делить ток покоя в ДУ ровно пополам. Для этого его надо измерить, по документации и опыту он составляет 180...230 мкА, и его нетрудно определить. Для этого нужно между линией питания +5,6 В и выводом 7 установить резистор сопротивлением 10 кОм и измерить ток напрямую или рассчитать через напряжение на этом резисторе. Этот резистор принудительно подтянет выход примерно на +3,5 В, и транзистор VT75 остнется без тока. Далее надо измерить напряжение на базе VT1 и подобрать резистор R1, чтобы ток стал в два раза меньше ранее измеренного. На месте резисторов R1, R4—R6 желательно не устанавливать подстроечные резисторы, которые могут со временем генерировать шумы и иметь ненормированный ТКС.

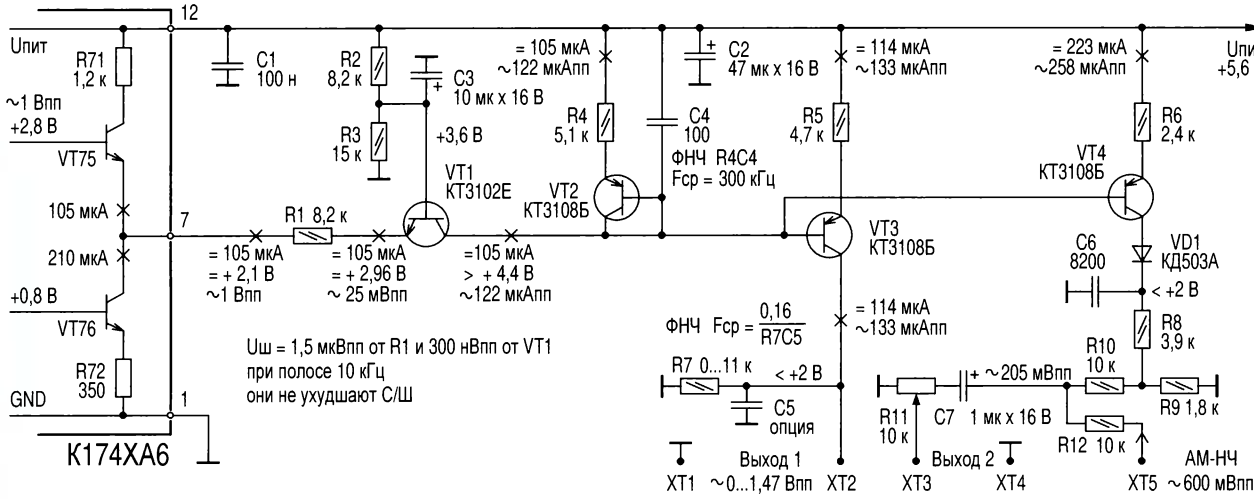


Рис. 1

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

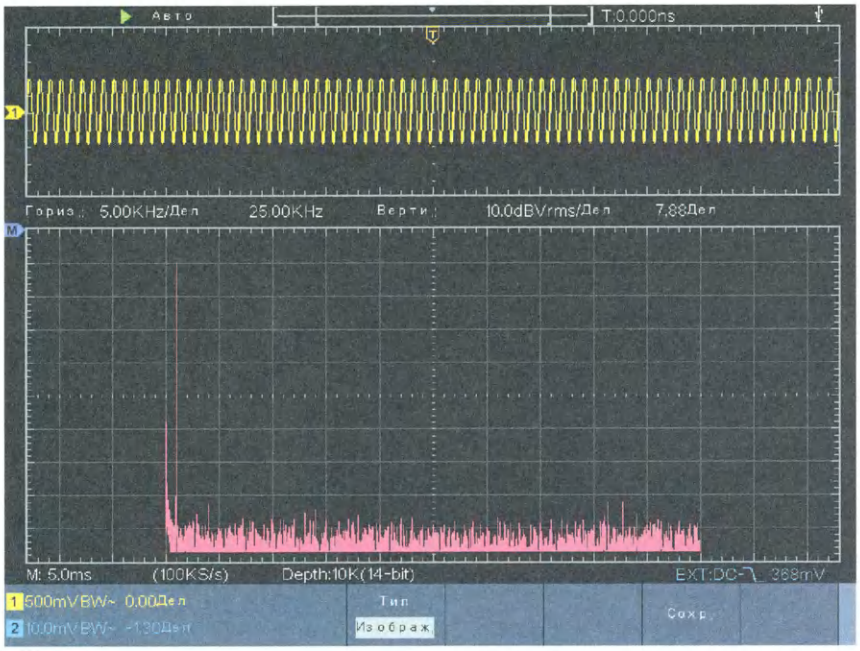


Рис. 2

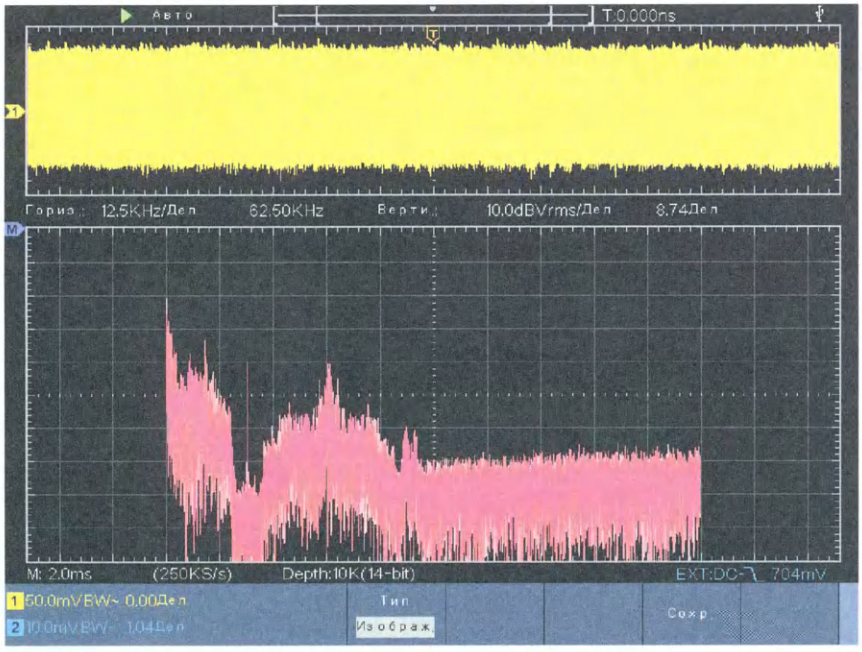


Рис. 3

Транзистор VT1 при полном токе эмиттера 210 мкА не даст опускаться напряжению на выводе 7 ниже +1,2 В, и поэтому при любом сигнале от транзистора VT75 ток транзистора VT76 сохраняется и все источники тока в ИМС работают исправно.

Эта схема ещё интересна тем, что на стыке цепи C7R10R12 в режиме ЧМ присутствует усреднённое выходное постоянное напряжение фазового детектора для индикации правильно настроенного приёма по центру ФЧХ. Также при АМ-приёме присутствует усреднённое напряжение АМ-демодулятора, пригодное для индикации уровня приёма. Подборкой резистора R9 легко установить равную громкость при приёме АМ и ЧМ.

3.4. Выход АПЧ (вывод 5)

На выводе 5 штатно формируется (генерируется) ток в интервале ±150 мкА. При напряжении питания +5,6 (+9) В выходное напряжение ограничено интервалом +0,5...+3,8 (+0,5...+7) В. Следовательно, с помощью внешней цепи нужно сформировать среднее напряжение АПЧ +2,1 (+3,7) В с импедансом не более 10 кОм (рекомендуют 5,1 кОм). Блокировочный конденсатор должен быть ёмкостью не менее 10 нФ, если отсутствует сглаживающий конденсатор для АПЧ, который нужно подобрать для постоянной времени RC-цепи не менее 100 мс для радиовещательного приёмника, чтобы не портить тембр НЧ.

Для кратковременного отключения АПЧ (во время перестройки по диапазону) на вывод 2 подают переменный сигнал, и ток на выводе 5 не генерируется. Поскольку узел стал высокоомным, на выводе 5 действует поданное извне напряжение, варикап АПЧ "ждёт" при среднем напряжении. При подаче на вывод 2 переменного сигнала размахом более 20 мВ обе его полуволны детектируются. Этим входным сигналом может быть меняющееся напряжение, поступающее на варикап при перестройке. В приёмниках с ручной настройкой приёма с КПЕ можно брать сигнал с вывода 4, где нет аудиосигнала, но присутствует существенный перепад постоянного напряжения при изменении частоты приёма, поэтому быстрый перепад напряжения деактивирует систему АПЧ. Можно узел АПЧ принципиально отключить, соединив вывод 2 с общим проводом, и оставить вывод 3 свободным.

Если на выводе 7 будет аудиосигнал размахом 846 мВ (300 мВ эфф) при девиации частоты ±75 кГц, то на выводе 5 на внешней нагрузке генерируется сигнальный ток ±68 мкА, если удалить сглаживающий конденсатор. Соответственно АПЧ работает в диапазоне ±165 кГц током ±150 мкА, с крутизной 0,9 мкА/кГц. Добротность фазовращателя определяет и эту крутизну.

В отличие от узлов сложения сигналов к выводам 4 и 7, в этом узле нет межэмиттерной ООС (VT84VT85), и этот узел имеет ограниченную точность и линейность. Это приведёт к заметному случайному разбросу нулевой точки АПЧ до ±10 кГц по сравнению с сигналами на выводах 7 и 4, и с этой кривизной придётся жить, простых решений для коррекции нет. Для качественных приёмников с АПЧ на выводе 5 стоит проверить эту ошибку конкретного изделия. Для этого надо установить элементы минимальной обвязки, в том числе и резистор сопротивлением 100 кОм на выводе 3. Подать напряжение около +2,5 В на вывод 5 через резистор сопротивлением 5,1 кОм и измерить напряжение на этом выводе. Отключить АПЧ заземлением вывода 2 и снова измерить напряжение. В идеале разница должна быть нулевая.

Этот вывод не предназначен для выдачи аудиосигнала, и при идеальном сигнале на выводе 7 искажения на выводе 5 останутся неисправимы на уровне –40 дБ. Хотя для передачи данных это может быть приемлемо.

На выводах 5 и 7 присутствуют противофазные сигналы. Согласно схеме в документации с одним контуром в фазовращателе, с ростом частоты радиосигнала напряжение на выводе 7 растёт, а напряжение на выводе 5

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

убывает. Это правильно для типичного случая, когда в УКВ-блоке частота гетеродина выше частоты приёма и ёмкость варикапа убывает с ростом напряжения АПЧ, т. е. варикап анодом по постоянному току подключён к общему проводу. При дрейфе гетеродина вверх растёт ПЧ, и напряжение АПЧ убывает, варикап увеличивает ёмкость, и частота гетеродина корректируется вниз.

3.5. Детектор отстройки (вывод 4)

Можно не использовать детектор отстройки, а сделать второй качественный выход аудиосигнала с этого вывода противофазно к сигналу от вывода 7.

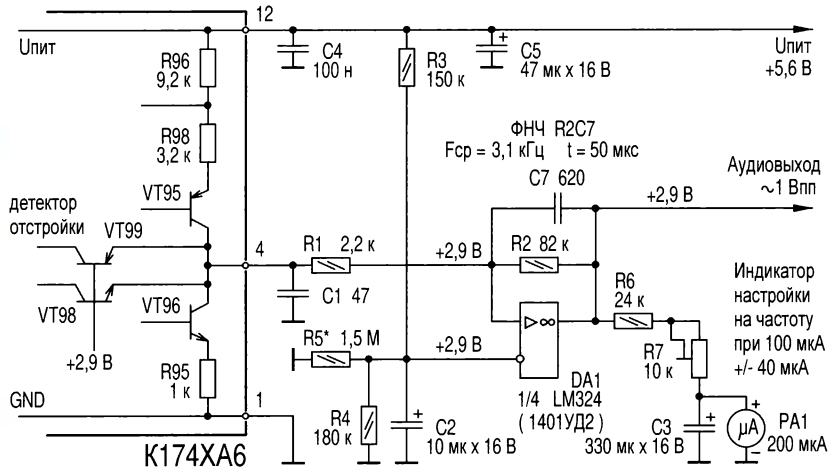


Рис. 4

Пока на выводе 4 напряжение не выходит за пределы +2,5...+3,3 В, детектор отстройки не сработает, и вывод 4 работает столь же линейно как вывод 7, на выводе 13 не вырабатывается ток. Для этого режима на вывод 4 надо подать напряжение смещения +2,9 В через резистор сопротивлением не более 62 кОм. Если вывод 7 выдаёт сигнал размахом 864 мВ при девиации частоты ±75 кГц, то вывод 4 при этом выдаст сигнальный ток ±6,3 мкА. Следовательно, на нагрузке сопротивлением 62 кОм образуется чистый аудиосигнал размахом 780 мВ и размахом 10 мкВ широкополосного шума в полосе до 60 кГц. Схема качественного снятия сигнала с этого вывода показана на **рис. 4**.

Теоретически можно не устанавливать элементы C1 и R1, но без них получилось бы большое усиление ОУ на высоких частотах и лишний ВЧ-шум. Лучше нагрузить вывод 4 конденсатором для подавления пульсаций сигнала ПЧ, а резистор подобрать в интервале 1...10 кОм, с которым большинство биполярных ОУ "дружат" по шуму. На инвертирующем входе образуется потенциал +2,9 В, и вывод 4 получает низкоомную нагрузку (R1), размах по напряжению остаётся всего на несколько десятков милливольт, транзисторы VT98VT99 не сработают. Резистором R2 можно изменять усиление в широких пределах, с помощью конденсатора C2 реализовать ФНЧ. Отличным выбором будет ОУ К544УД16 (OP184).

Детектор отстройки имеет некоторую ошибку по центровке относительно вывода 7, что особенно при ручной аналоговой настройке приёма может со временем раздражать. Это корректируется подачей напряжения смещения на вывод 4 через резистор с большим сопротивлением.

В детекторе отстройки работает пара транзисторов VT98 (n-p-n) и VT99 (p-n-p) в схеме с ОБ, на их базы поступает опорное напряжение +2,9 В. Конденсатор большой ёмкости усредняет напряжение на выводе 4, и низкочастотный аудиосигнал не вызывает срабатывание детектора. При большой отстройке транзистор VT98 или VT101 генерируют управляющий ток для выходного источника тока (вывод 13).

3.6. Управление аудиовыходом

Вывод 13 выдаёт ток в интервале 0...200 мкА, в зависимости от результата детектирования отстройки. Этот сигнал также привязан к сигналу на выводе 7. Если на выводе 7 присутствует сигнал размахом 864 мВ (300 мВэфф) при девиации частоты ±75 кГц, то наблюдается первая небольшая реакция на выводе 13 током около 3 мкА при усреднённой отстройке на ±75 кГц. При усреднённой отстройке ±120 кГц с таким же фазовращателем узел выдаст на выводе 13 ток 100 мкА, что на резисторе сопротивлением 10 кОм, подключённом к выводу 13, сформирует напряжение 1 В, достаточное для срабатывания встроенного триггера Шмитта (VT89—VT92). Используя эти данные, можно провести перерасчёт с другими сигналами.

При напряжении +0,9 В на выводе 13 произойдёт выключение аудиосигнала на выводе 7, и при напряжении менее +0,5 В аудиосигнал снова включается. Установив резистор между выводом 6 и линией питания, можно "перехватывать" ток отключения аудиосигнала, чтобы он остался немного слышимым. Этот ток не должен быть более 1 мА, согласно разным рекомендациям. При напряжении питания +5,6 (12) В сопротивление этого резистора должно быть не менее 3,6 (10) кОм.

3.7. Плавное управление громкостью

В документации не указано на возможность плавного управления уровнем сигнала на аудиовыходе (вывод 7). Если подключить вход триггера Шмитта на общий провод, он выключается и транзисторы VT89, VT90 будут закрыты, в результате триггер потребляет ток не более 30 мкА. Током 0...1,6 мА от вывода 6 на общий провод можно плавно уменьшать напряжение аудиосигнала, искажения при этом могут возрасти с –63 дБ до –56 дБ, но в стандартной схеме искажений больше. Полное выключение достигается при подключении между выводом 6 и общим проводом резистора сопротивлением 1,2 кОм, остаточное напряжение составит 1,9 В при токе 1,6 мА. Запрещается прямое подключение вывода 6 к общему проводу. Кроме того, при управлении уровнем аудиосигнала через вывод 6 нужно соединить вывод 13 с общим проводом.

Предложенная на **рис. 5** схема позволит независимо друг от друга умень-

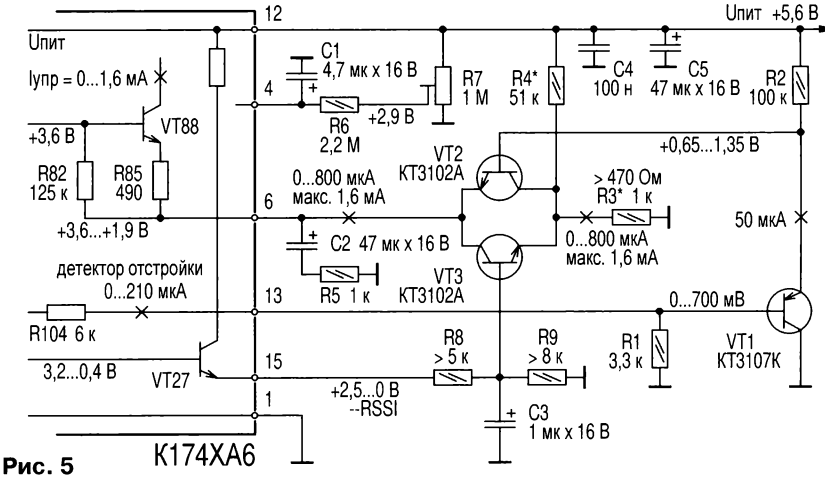


Рис. 5

РАДИО № 2, 2025
Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

шать громкость при отстройке или при отсутствии радиосигнала. При этом громкость изменяется плавно, и при ручной перестройке в УКВ-диапазоне это намного комфортнее, чем резкие изменения громкости. Встроенный триггер Шмитта не задействован за счёт подборки сопротивления резистора R1 = 3,3 кОм. При большой отстройке и максимальном токе 210 мкА вывода 13 на резисторе R1 будет напряжение не более 700 мВ, это при пороге включения 900 мВ у триггера. С помощью транзистора VT1 и тока 50 мкА от резистора R2 создаётся открывающее напряжение 650 мВ на базе транзистора VT2, поэтому он реагирует на самый слабый сигнал детектора отстройки при отстройке частоты более чем на 75 кГц. Подборкой резистора R4 обеспечивают уверенное закрывание транзистора VT2 при отсутствии отстройки. Это проверяют, измерив напряжением на выводе 6, оно должно быть около +3,6 В. При подборке транзисторов VT1 и VT2 надо измерить вольтметром их напряжение $U_{БЭ}$ при замыкании базы с коллектором и подобрать такие экземпляры, чтобы $U_{БЭ}$ у транзистора VT1 было заметно меньше, чем у транзистора VT2 (на 20...50 мВ). Транзистор VT1 должен быть с $h_{21Э}$ не менее 200, $h_{21Э}$ транзисторов VT2 и VT3 не критичны (50...100).

Напряжение на резисторе R3 при открывании транзистора VT2 определяет ток, который потребляется от вывода 6, а внутри ИМС от транзистора VT88, который, в свою очередь, этот же ток "извлекает" из узла сложения аудиосигнала. Номинал резистора R3 — 470 Ом для полного подавления аудиосигнала. Но это не практично для ручной настройки радиоприёма, хочется всегда немного подслушивать. Поэтому более правильным номиналом будет 0,82...1,2 кОм, и ток управления будет примерно 800 мкА при большой отстройке.

Конденсатор C1 выполняет штатное сглаживание пульсаций в детекторе отстройки, он должен быть с малым током утечки. Резисторами R6 и R7 можно центрировать работу детектора отстройки, чтобы он срабатывал на частотах, равноудалённых от центральной частоты. На движке резистора R7 в идеале устанавливается напряжение +2,9 В.

Конденсатор C2 предотвратит резкие для слуха перепады уровня сигнала на аудиовыходе при включении питания ЧМ-тракта и смягчит переключение триггера. Однако ещё в 1977 г. при детальном исследовании этой ИМС для её приёмки в фирме RFT (ГДР) указали на вредное влияние этого конденсатора на надёжность ИМС. При его зарядке через резистор R85 и транзистор VT88 протекает пиковой ток 7 мА, на что они не рассчитаны, так как около 5 мА из них приходят через базу транзистора VT88 от стабилизатора напряжением +3,6 В. Поэтому предлагается последовательно с ним установить резистор R5 номиналом 1 кОм, и тогда можно установить любые номиналы конденсатора. Это стоит исправить даже в сохранённой до сих пор аппаратуре и заодно обновить конденсатор C1 на выводе 4. Аналогичная ситуация имеется с конденсатором на выводе 3, без последовательного резистора сопротивлением 1 кОм можно установить конденсатор ёмкостью не более 0,47 мкФ.

Можно расширить функционал узла на элементах VT3, R8, R9 и C3 и при отсутствии радиосигнала также плавно уменьшить громкость. Однако это имеет смысл, если усиление в тракте не доведено до шумового заполнения ограничителя и на выходе –RSSI (вывод 15) (Received Signal Strength Indicator — показатель уровня принимаемого сигнала) при отсутствии сигнала напряжение достигает не менее +1,5 В, это соответствует шумовому сигналу размахом 200 мкВ на входе усилителя-ограничителя и 40...46 дБ усиления по напряжению от антенны до вывода 18. Конденсатор C3 предотвращает пропуск коротких импульсных помех. Подборкой отношения сопротивления резисторов R8 и R9 можно установить глубину подавления шумового аудиосигнала. Параллельная работа транзисторов VT2 и VT3 обеспечит плавный переход между подавлением аудиосигнала по причине отстройки или отсутствия сигнала, преобладает более весомая причина. Проблематичный резистор от вывода 6 к линии питания в этой схеме не нужен.

3.8. Выходы RSSI (выводы 14, 15)

Детектор RSSI берёт сигналы от второго, четвёртого и шестого каскадов усилителя-ограничителя (коллекторы транзисторов VT7, VT21, VT34) с пульсацией двойной частоты и сдвигом фазы между ними по 48° (задержки сигнала — 6 нс), что существенно снижает (в 3...9 раз) пульсации выпрямленного напряжения на частоте пульсации 21400 кГц. Дополнительно выпрямляется сигнал от входа фазового детектора с его колебательного контура на транзисторах VT45 и VT46 и сглаживается ёмкостью варикапа VD1. Штатно этим обеспечен динамический диапазон около 60 дБ и при напряжении питания 18 В динамический диапазон до 80 дБ на выходе +RSSI (вывод 14). Различие между выходами +RSSI (вывод 14) и –RSSI (вывод 15) образуется в УПТ. Убывающий сигнал –RSSI предназначен для выключения аудиосигнала при слабом приёме, при размахе сигнала 20 мВ на входе усилителя-ограничителя динамика –RSSI исчерпана, но ещё при сигнале размахом 2 мВ основное изменение сигнала на выходе –RSSI уже произошло. Самое существенное изменение этого сигнала происходит при размахе сигнала ПЧ 100...300 мкВ на выводе 18. При сильных сигналах только сигнал +RSSI заметно изменяется.

Сигналы RSSI пригодны только для приёмников простых категорий, у которых усиление до входа ИМС небольшое (до 40...46 дБ). В таких приёмниках в значительной части используется усиление усилителя-ограничителя (до 78 дБ) для обеспечения общего усиления. Поэтому шум от антенны приходит на вывод 18 ИМС на уровне порога ограничения (типичный размах — 25...40 мкВ), при котором ещё нет реакции RSSI. А если в хорошем приёмнике набрать усиления и усилить антенный шум до размаха 1 мВ на выводе 18, то детектор RSSI отрабатывает только оставшиеся 10...20 дБ, и использовать его сигнал будет крайне сложно. Компромиссно можно в тракте поставить каскад с АРУ, который меняет усиление до входа ИМС на 30...40 дБ. Но это вызывает новые проблемы, так как работа АРУ может существенно искажать ФЧХ и ВЧХ тракта и создавать неисправимые искажения ЧМ-сигнала ещё до его поступления на ИМС. Если в хорошем приёмнике требуется автоматика. работающая по уровню сигнала, это нужно решать отдельно, без привлечения ИМС К174ХА6 при параллельном детектировании сигнала, например ИМС К174ПС1 в режиме синхронного перемножителя. На эти "грабли" наступили разработчики приёмника TECSUN S-2000, и вся их задумка с индикатором приёма и шумоподавления не работает, S-метр "заклинит" на максимум, а доработать это можно только существенным снижением усиления тракта в ущерб отношению С/Ш аудиосигнала.

При работе на частоте 10700 кГц на выводах 14 и 15 пульсаций выпрямленного напряжения не отмечается. На частоте 455 кГц пульсации составляют 50 мВ на двойной частоте 910 кГц и должны быть подавлены конденсатором ёмкостью 33 нФ. Однако оба выхода являются эмиттерными повторителями, и поэтому их лучше нагрузить на делитель напряжения и на выходе делителя установить фильтрующий конденсатор. Соединение от выводов к первому резистору должно быть коротким. Неиспользованный выход RSSI оставляют без обвязки.

3.8.1. Использование сигнала RSSI для налаживания АЧХ тракта

Так как сигналы RSSI образуются от трёх отводов усилителя-ограничителя, формируется псевдологарифмическая характеристика с динамическим диапазоном около 50 дБ. Она полезна для настройки сквозной АЧХ фильтров в УПЧ. Чтобы при этом не мешала АЧХ фазовращателя, при таких измерениях нужно установить перемычку между выводами 9 и 10, отчасти это отмечено в документации на ИМС. На **рис. 6** (масштаб — 100 кГц/дел) показана АЧХ фильтра в УПЧ с полосой пропускания 280 кГц. На выводе 14 сигнал +RSSI доходит до напряжения +1,08 В для правдоподобного отображения уровня сигнала, это без участия выпрямителя фазовращателя. Подключение сделано через резистивный делитель напряжения 1 кОм/5,1 кОм, и на экране максимум напряжения доходит до 0,9 В.

Если вершину показанной АЧХ принять за относительный уровень 0 дБ, верхний курсор соответствует уровню –20 дБ, нижний курсор указывает на уровень –40 дБ, и минимально видимый сигнал соответствует уровню –50 дБ. Если подавать более мощный сигнал, тогда в верхней части образуется сжатое изображение, и получается ложно прямоугольная АЧХ. Это, конечно, не

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

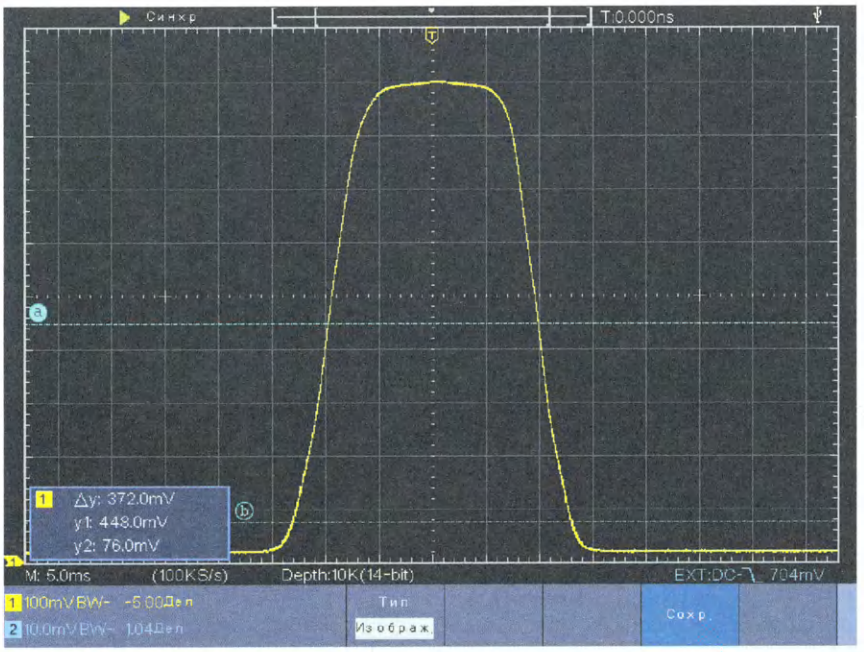


Рис. 6

качество измерительного прибора, но верхние решающие 50 дБ сквозной АЧХ можно качественно наладить без проблематичного подключения измерителя к фильтрам в готовом узле.

Если не пользоваться фазовым детектором, его входы (выводы 9 и 10) можно соединить резистором 1,8 кОм и подавать сигнал от выводов 8 и 11 через конденсаторы ёмкостью 10 нФ. Тогда открываются "нижние" 10...20 дБ, и выход +RSSI обеспечит уверенно динамику до 70 дБ для сигналов в широком частотном диапазоне 0,01...12 МГц. Можно на входе (вывод 18) установить резистивный делитель и диодную защиту, и получится активный ВЧ-щуп, который при входном импедансе несколько килоом реагирует на слабые сигналы напряжением более 300 мкВ...1 мВ с логарифмической динамикой 70 дБ до размаха 1...3 В, его можно питать из блока питания с USB-разъёмом. Этот щуп не прецизионный, у него псевдологарифмическая шкала, но в радиолюбительской лаборатории с ним можно решить множество задач.

4. Частотный демодулятор

В штатном варианте схемы имеем дело с фазовым детектором, и за счёт колебательного контура (или ФНЧ/ФНЧ) в демодуляторе образуется сдвиг фаз в зависимости от мгновенного значения частоты сигнала. Это означает, что длинная пологая ФЧХ RLC-звена ухудшает сигнал и шумовые свойства, желательно бы иметь крутую характеристику. Но более крутая зависимость фазы от частоты связана с добротностью LC-фазовращателя и более сильным проявлением кривизны S-образной ФЧХ. Девиация частоты также повлияет на искажения, более широкополосная девиация даст меньше шума, но больше искажений. При подборе всех системных параметров для радиовещательных ЧМ-сигналов и их переводе на ПЧ = 10700 кГц оптимального качества аудиосигнал образуется при добротности LC-фазовращателя Q = 20...25. Если нужно меньше искажений, уменьшают добротность, при этом надо оценить полученное ухудшенное соотношение С/Ш на пригодность.

В стандартной документации на ИМС К174ХА6 ЧМ-демодулятор составлен с компромиссом для применения ИМС в бытовой аппаратуре средней категории при минимальном числе элементов обвязки. При этом обеспечиваются искажения на уровне –40 дБ и соотношение С/Ш около –74 дБ, налаживание не требует особых приборов контроля, всё прекрасно настроится "на слух" и "на глаз". Но это далеко не предел возможностей демодулятора в этой ИМС.

4.1. Тест с синхронными сигналами без фазовращателя

Был проведён тест на частоте 10700 кГц с подачей двух синхронных импульсных сигналов (фронт и спад — по 5 нс, размах — 200 мВ) из одного DDS-генератора. Один сигнал (канал 1) подан на вход усилителя-ограничителя, второй сигнал (канал 2) — на демодулятор через симметричный широкополосный трансформатор. Межканальная фаза была регулируемая и модулируемая в пределах до ±180° с учётом задержки сигнала 20 нс в усилителе-ограничителе.

Было установлено, что ИМС К174ХА6 может на частоте 10700 кГц с девиацией ±75 кГц и аудиочастотой 1...15 кГц обеспечить демодуляцию ЧМ-сигнала с искажениями уверенно менее –70 дБ. При этом фаза изменялась на ±15°, и размах выходного сигнала составил 1000 мВ. Это всё на 10 % лучше, чем косвенно указано в документации. Можно было в широком диапазоне установить различные комбинации девиации или фазовой модуляции и аудиочастот, и искажения всегда оставались такими низкими. Использовалась подача аудиосигнала через ФНЧ с частотой среза 10 кГц (47 кОм, 330 пФ) на выводе 7. Отношение С/Ш всегда было лучше 80 дБ из-за импульсных сигналов. То есть сама микросхема пригодна для элитной категории приёмников, если подобрать правильную обвязку и разобраться с фазовращателем.

Было установлено, что выходной аудиосигнал на выводе 7 выходит на

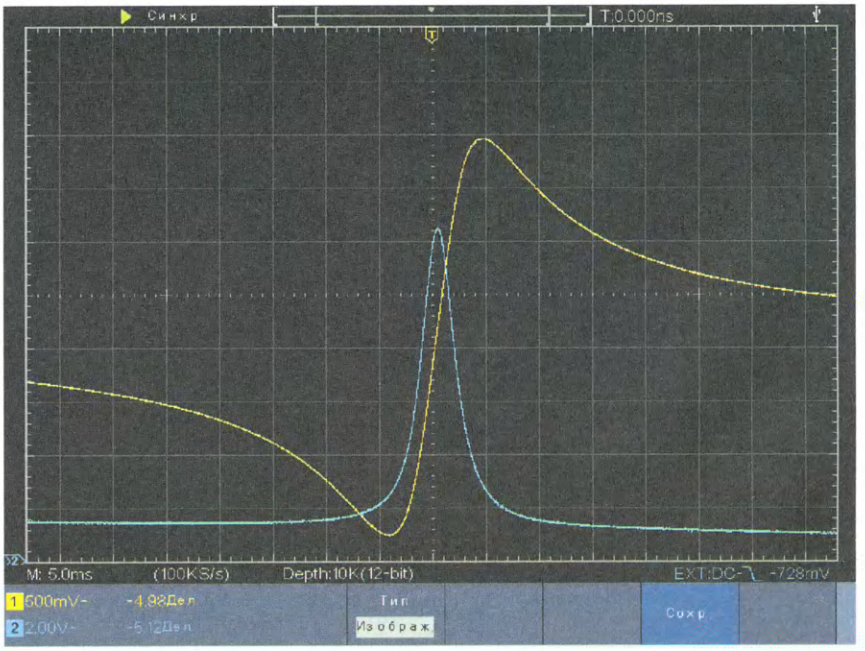


Рис. 7

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

стационарный предельный амплитудный уровень и отношение С/Ш при подаче импульсного сигнала напряжением 200 мВпп или напряжением 700 мВ синусоидального сигнала между выводами 9 и 10. В документации на ИМС TDA1047 указано, что желательно обеспечить размах синусоидального сигнала 500 мВ. Однако на выводах 8 и 1 присутствуют ограниченные (импульсные) сигналы по 250 мВпп, в стандартных и общепринятых схемах демодулятор не получает сигнала с нужным размахом, и это первое печальное заключение.

Мало того, фазовращатель имеет свою неравномерную АЧХ, чтобы получать линейную ФЧХ, в добавление к недостаточному сигналу фазового детектора присутствует паразитная АМ, которая сама ещё искажена и внесёт ошибку в процесс фазового сравнения сигналов. Не зря в документации от фирмы Siemens даже для двухконтурного демодулятора было правильно указано уверенно достигаемое в серийном производстве значение искажений 0,3 % (–50 дБ) аудиосигнала частотой 1 кГц при девиации частоты ±75 кГц.

Продвинутые ЧМ-демодуляторы из 1980-х годов использовали только узел усилителя-ограничителя от ИМС К174ХА6 и с помощью затратных дополнительных узлов отдельно реализовали линейную демодуляцию ("Эстония-010", "Ласпи-005"). Эти дополнительные узлы работают с большим напряжением питания и током потребления 7...8 мА, что затрудняет их применение в переносной аппаратуре.

4.2. Тест с широкополосным RC-фазовращателем

Чтобы исключить случайные и сомнительные моменты с колебательными LC-контурами, этот тест был проведён без "непредсказуемых" компонентов. Между выходом усилителя-ограничителя и демодулятором с RC ФНЧ был установлен дифференциальный ключевой усилитель на двух транзисторах КТ368А для обеспечения требуемой амплитуды сигнала. С учётом коллекторных ёмкостей это дало общий сдвиг по фазе на 90° на частоте 10700 кГц. Основной ФНЧ-фазовращатель состоял из последовательно установленных резисторов по 1,2 кОм к базам и конденсатора ёмкостью несколько пикофарад между ними.

При подаче сигнала частотой 10700 кГц с девиацией ±1 МГц демодулированный звуковой сигнал частотой 1 кГц был с искажениями –70 дБ (образовалась только третья гармоника). При этом на демодуляторе не было паразитной АМ. Отношение С/Ш было более 80 дБ из-за импульсных сигналов.

И в этом эксперименте было выполнено условие фазовой девиации ±15° с выходным аудиосигналом размахом 1 В на выводе 7. То есть при налаживании фазового детектора выходной сигнал размахом ±500 мВ на этом выводе свидетельствует о фазовой девиации ±15°, и это косвенно описано в документации тем, что в типовой схеме образуется выходной сигнал напряжением 270...300 мВэфф. При приёмке в RFT на реальных изделиях измерили 350 мВэфф, что подтверждается современными измерениями.

Этот эксперимент доказал принципиальную возможность реализовать очень высокое качество демодуляции на ИМС К174ХА6. Проблема состоит в подходящем фазовращателе, который обеспечит линейную ФЧХ на частоте 10700 кГц в полосе ±100 кГц при отклонении фазы на ±20°.

4.3. Проверка фазовращателей из документации

В документации и многих практических схемах применяется колебательный контур (С = 470 пФ, L = 0,47 мкГн) с шунтирующим резистором сопротивлением 1...2,2 кОм для снижения добротности. Как показало предварительное моделирование, собственная добротность катушки переменной индуктивности (КПИ) имеет значение, поэтому КПИ была старательно подобрана. Вернее, она была куплена в готовом виде

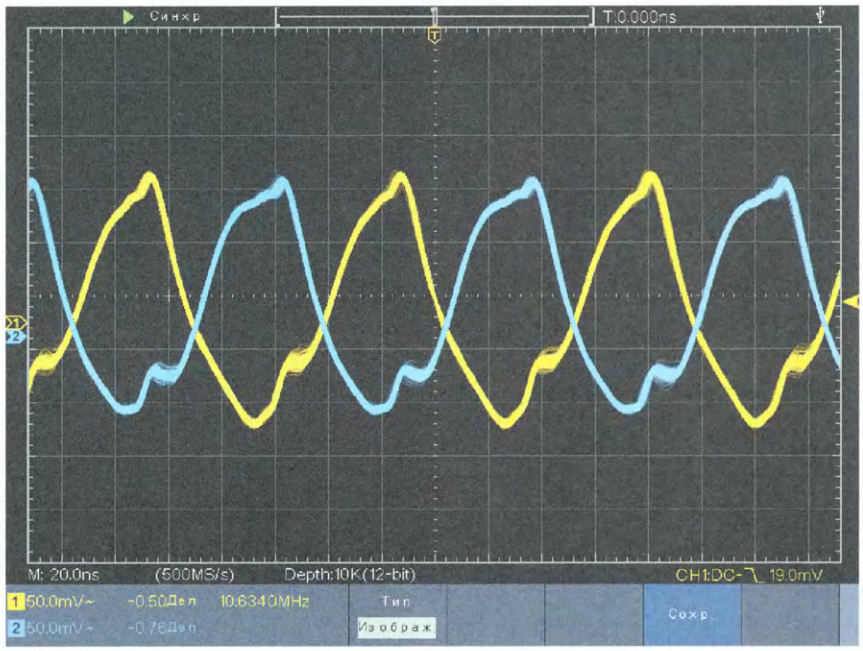


Рис. 8

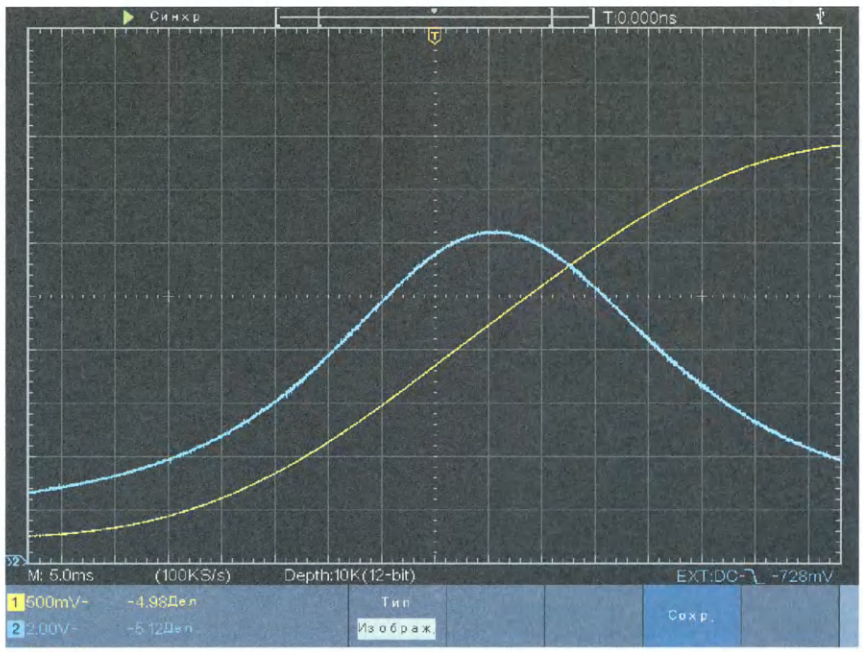


Рис. 9

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

(изделия Q-4157, **www.quartz1.com**), резьба подстроечника мелкая, поэтому удобная, и его можно вращать рукой без инструмента. В оригинале контурная обмотка содержит 7 витков (350...650 нГн), обмотка связи — 4 витка (около 250 нГн). Собственная добротность на частоте 10 МГц — не менее 80, что дало бы в идеале по ФЧХ излишний набег фазы на ±45° при девиации частоты ±65 кГц, а это трёхкратный запас для подборки шунтирующего резистора для расширения ФЧХ. В тестах использовались выводные конденсаторы из керамики NP0.

4.3.1. Одноконтурный фазовращатель

Одноконтурный фазовращатель составлен строго по документации и обеспечил указанные в ней искажения на уровне –40...–46 дБ. Налаживание проводится просто, и настройка останется стабильной, она повторяемая, получается сходу. Для первого проекта с ЧМ-приёмником это надёжный выбор. На **рис. 7** показана ФЧХ (жёлтая, вывод 7) и АЧХ (синяя, масштаб — 200 мВ/дел, вывод 14) в диапазоне ±4 МГц (масштаб — 500 кГц/дел).

Здесь хорошо получилось то, что ФЧХ при отстройке ±400 кГц имеет практически нулевой наклон и не демодулирует сигнал из соседнего канала, если он проходит через фильтры в УПЧ. Для простых приёмников это полезно. АЧХ (на выходе +RSSI (вывод 14) имеет поднятый нижний уровень от выпрямителей усилителя-ограничителя (на входе ИМС нет ПЧ-фильтра), а резонансный пик имеет линейный масштаб — это реакция детектора уровня фазовращателя (транзисторы VT45, VT46). На максимуме АЧХ сигнал +RSSI доходит до напряжения 1250 мВ при нижнем уровне 250 мВ, т. е. перепад в изображении на 1 В вызван от сигналов на выводах 9 и 10. Сигналы на этих выводах показаны на **рис. 8**, и они имеют, мягко говоря, нерегулярную форму (щуп — 100:1, ёмкость — 3 пФ, полоса пропускания — 100 МГц).

Размах сигналов был по 220 мВ, чем целевое значение из документации достигнуто на 88 % и ничем не может быть доведено до 100 %. Наложение этих двух сигналов в изображении вскроет ещё один недостаток — нулевая линия и линия равных полупериодов расходятся. Это указывает на смещение рабочей точки этого ДУ вниз (транзисторы VT54, VT56, VT58, VT61), а у ДУ на транзисторах VT55, VT62 и так имеется небольшое напряжение UКБ. Но самое нехорошее свойство такого фазовращателя всплывёт при подробном рассмотрении ФЧХ и АЧХ в более узком диапазоне частот (**рис. 9**, масштаб — 50 кГц/дел).

ФЧХ настроена на середину характерной S-образной кривой, при этом искажения минимальные, и соотношение С/Ш наилучшее. Но при этом максимум АЧХ смещён на 50 кГц влево по частоте, и это — принципиальный недостаток у ЧМ-демодуляторов такой конфигурации и с другими микросхемами. Это вызывает паразитную АМ с нечёт-

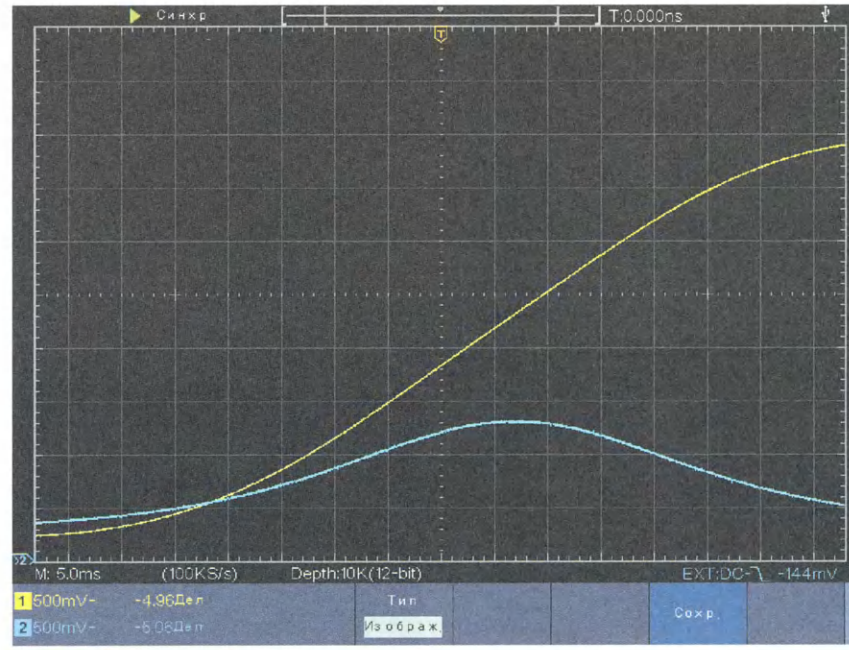


Рис. 10

ными гармониками в аудиосигнале. В этом ЧМ-демодуляторе недостаточная амплитуда сигнала на выводах 9 и 11 усилит этот нехороший эффект. Нельзя

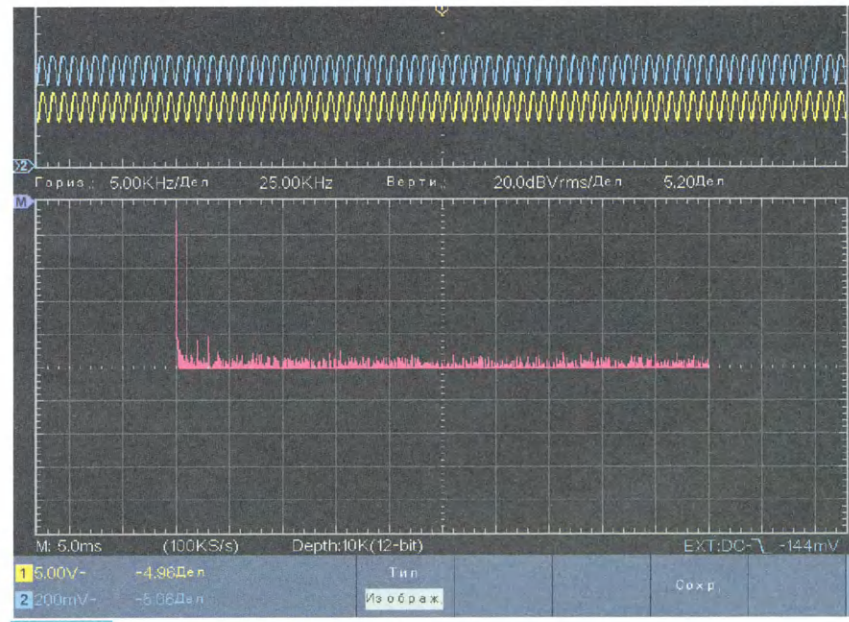


Рис. 11

настроить радиоприём по максимуму уровня сигнала, это дало бы смещение по ФЧХ на 50 кГц и искажения с уровнем –33...–36 дБ, при этом доминировала бы вторая гармоника аудиосигнала, так как при каждом периоде девиации амплитуда ЧМ сигнала имеет два провала и два максимума.

Этот эффект смещения между АЧХ и ФЧХ обусловлен работой выходных эмиттерных повторителей на выходах усилителя-ограничителя (выводы 8 и 11) с импедансом 30 Ом, от которых через конденсаторы 33 пФ должен формироваться сигнал со смещением по фазе на 90° на центральной частоте ФЧХ. Однако конечное значение импеданса по 30 Ом не даст довести фазу до 90°. Снижение импеданса возможно только за счёт увеличения тока покоя в разы, от штатного до 1 мА, чтобы был заметный эффект. Микросхемы с интегрированными конденсаторами (варикапы) ещё больше страдают этим эффектом. С другой стороны, раз уж так сложно избавиться от этой фазовой

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

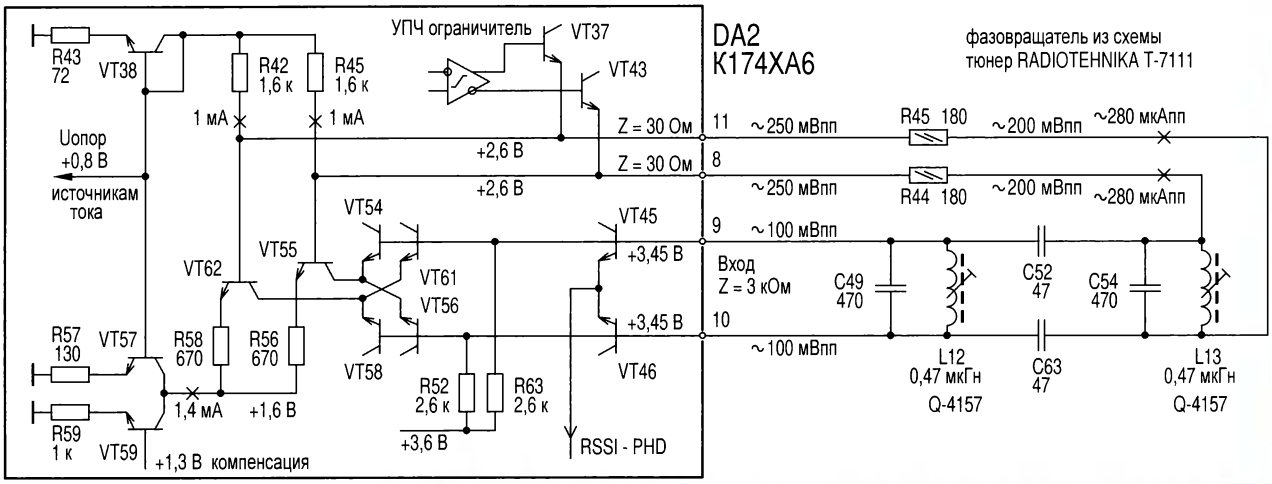


Рис. 12

ошибки, то почему бы ею не пользоваться?

4.3.2. Двухконтурный фазовращатель

Популярный способ улучшить параметры ЧМ-демодулятора с минимальными затратами — установка второго LC-контура со слабой связью с основным, элементы контуров одинаковые. LC-контуры связаны двумя конденсаторами ёмкостью по 8,2 пФ, общая ёмкость связи — 4,1 пФ. Образуются АЧХ (синяя, масштаб — 500 мВ/дел) и ФЧХ (жёлтая, масштаб — 50 кГц/дел), отличающиеся только небольшой полезной деталью от графиков одноконтурного фазовращателя (**рис. 10**).

По размаху и форме сигнала на выводах 9 и 11 практически ничего не изменилось, на скате АЧХ (здесь масштаб больше — 500 мВ/дел.) появился более пологий участок в низкочастотной области. А так как этот скат АЧХ находится по центру ФЧХ из-за ранее вредного смещения ФЧХ к ФЧХ, получается в этой части ФЧХ более линейный наклон. Чтобы это сработало, нужно подобрать правильную связь контуров, и она далеко не критическая, а слабее в три раза. Настройка имеет крайне острый минимум по искажениям, можно было получить уровень –60 дБ (**рис. 11**).

Но было достаточно открыть окно и впустить свежий воздух к лабораторному столу, искажения стремительно поднялись до –50 дБ. Об этом уровне искажений сообщено в документации, и это соответствует эксплуатационной правде. В этом изображении синий график (размах сигнала +RSSI (вывод 14) — 200 мВ) свидетельствует о паразитной АМ глубиной 20...25 % в фазовращателе, из-за которой невозможно глобально и стабильно настроить искажения ниже –50 дБ. То есть уверенное эксплуатационное улучшение вторым контуром составляет 10 дБ по искажениям, при этом С/Ш не ухудшается, как это было бы с одним контуром при снижении его добротности в 1,5...2 раза.

И с таким демодулятором не настроить наилучший радиоприём по кри-

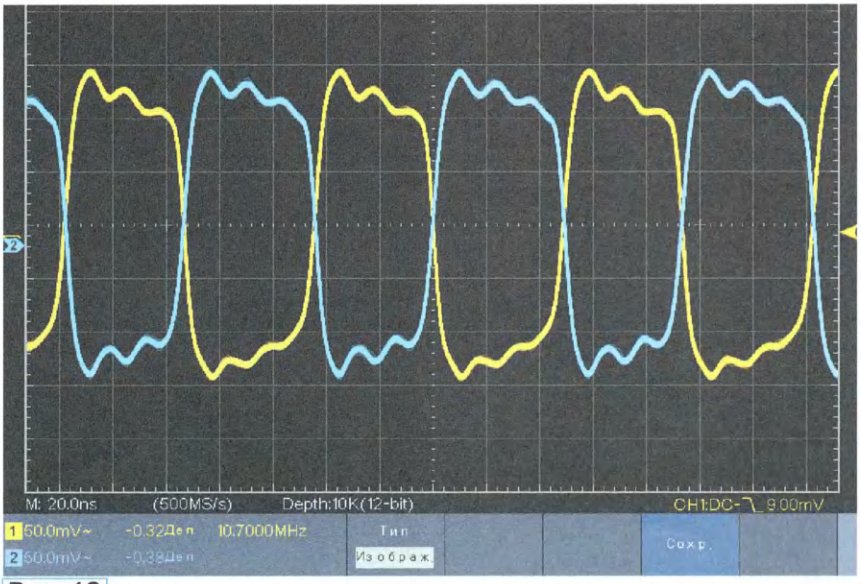


Рис. 13

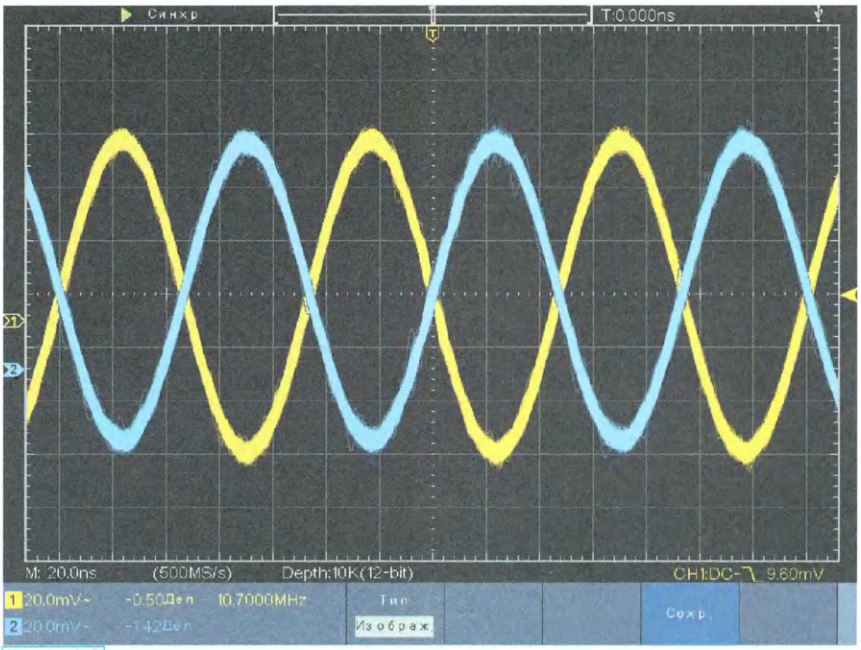


Рис. 14

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

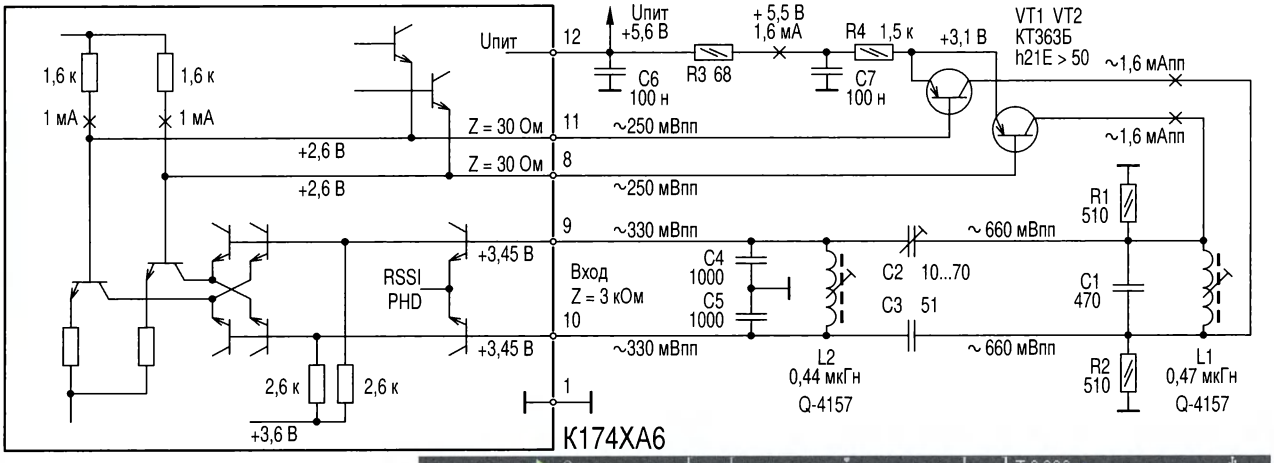


Рис. 15

терию максимальной амплитуды сигнала, смещение ФЧХ и АЧХ осталось таким же.

4.4. Проходной режим двухконтурного фазовращателя

Видимо, конструкторы отечественного УКВ-тюнера "Радиотехника-7111" тоже столкнулись с неисправимой нестыковкой между АЧХ и ФЧХ, поэтому они разработали фазовращатель проходного типа, в котором сигнал проходит два LC-контура (**рис. 12**). В документации на подобные ИМС об этом нет сведений.

По теории, двухконтурный полосовой фильтр создаёт для проходящего сигнала сдвиг по фазе на 90° между контурами на центральной частоте этого полосового фильтра. При подаче сигнала на первый контур без стыкующих конденсаторов схема станет крайне простой, резисторы по 180 Ом устраняют пиковые ёмкостные нагрузки для эмиттерных повторителей на фронте и спаде на частотах гармоник и оставят вход фазового детектора (транзисторы VT55, VT62) с прямоугольными импульсами (**рис. 13**). Это принципиально для получения высокого качества.

Недостаток этого схемного решения раскроется при проверке уровня сигналов на выводах 9 и 10, так как их размах оказался всего 100...110 мВ (**рис. 14**).

Также в сигналах присутствовали синфазные помехи с удвоенной частотой и частотой модуляции, видимо, возникает обратная связь от коллекторных напряжений, поэтому линии размазаны. Конденсатор C49 был разделён на два ёмкостью по 1000 пФ с их соединением с общим проводом, что полностью устранило синфазные наводки, и к фазовому детектору образовались идеальные синусоидальные сигналы, но их недостаточный размах по 100 мВ остался.

Увеличить сигнальный ток не получится, поскольку сопротивления резисторов R44 и R45 по 180 Ом уже выбраны оптимальными, и они вместе с импедансом выходов УПЧ по 30 Ом образуют правильное шунтирование LC-контура. Но разделением конденсатора C49 и подключением к общему проводу был убран широкополосный шум от входа

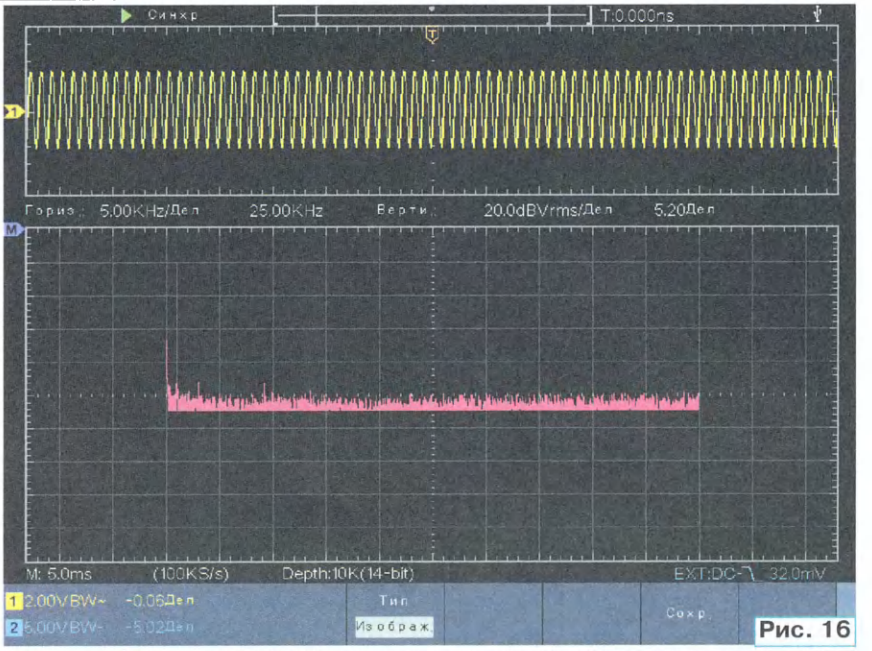


Рис. 16

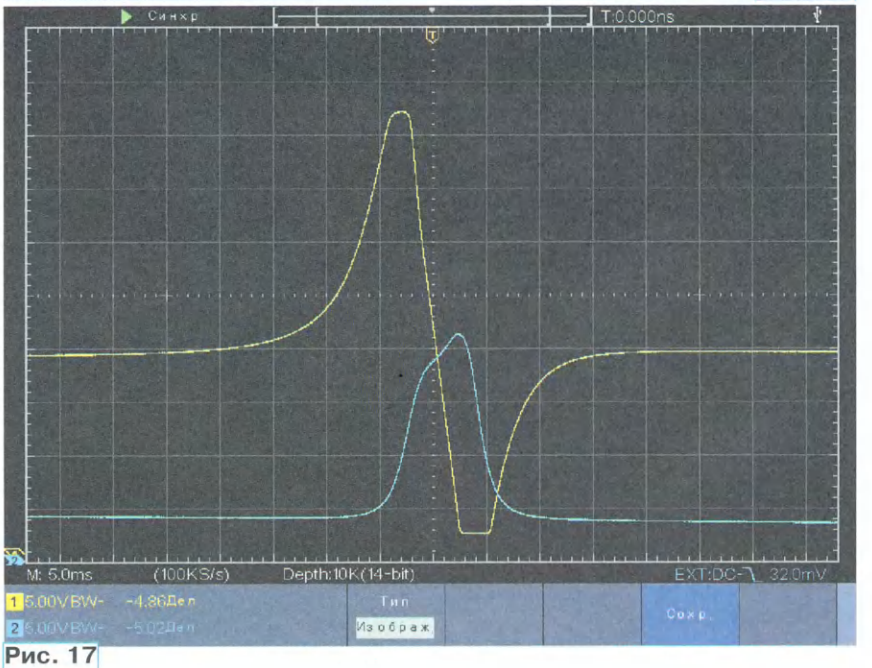


Рис. 17

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

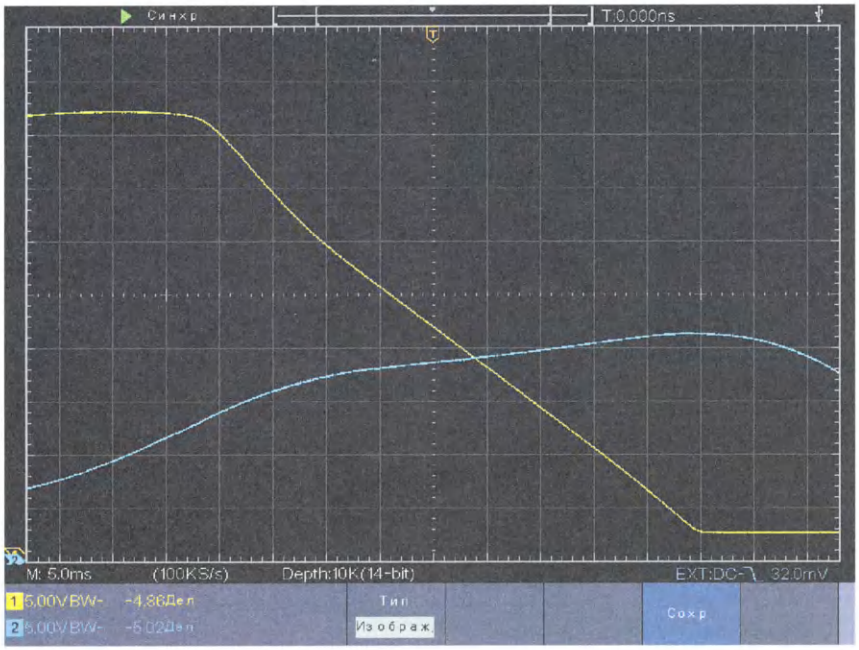


Рис. 18

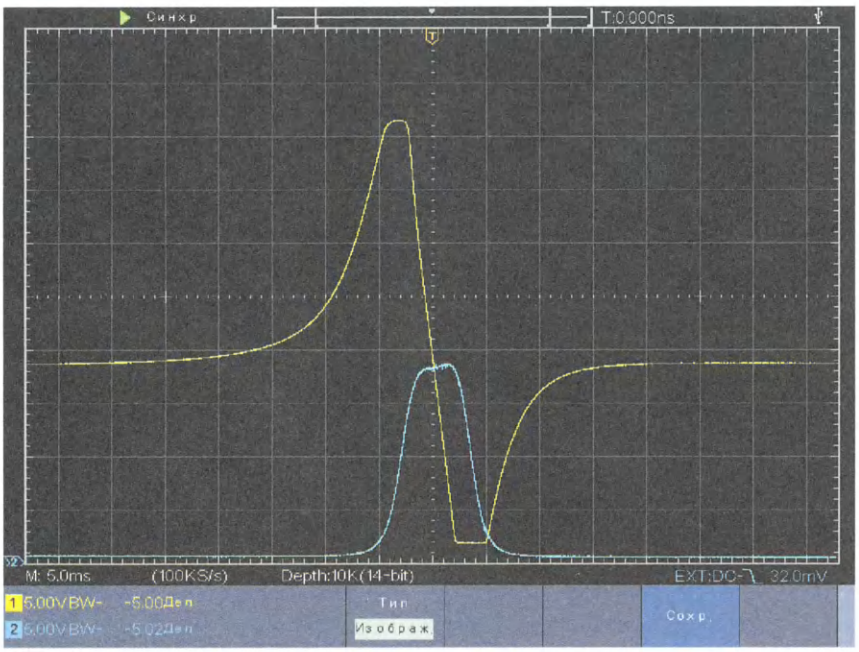


Рис. 19

фазовращателя, и входы питаются из низкого импеданса около 200 Ом. Это существенно выручает при недостаточном размахе сигнала. В итоге можно было настроить узкий минимум искажений на уровне –63 дБ, но совпадение пика АЧХ с центром ФЧХ не состоялось, и искажения остались на уровне –56 дБ (0,15 %) в центре ФЧХ, что уже неплохо. Этому техническому решению не хватает усиления 10...12 дБ. Но в целом схемное решение получилось лучше по искажениям, чем двухконтурный демодулятор из документации от TDA1047. По шуму это решение слабее на несколько децибел из-за малого размаха сигнала, и для стереоприёмника это проблематично. Часто снижение стереошума воспринимается более приятным, чем снижение искажений от –40 дБ до –50 дБ. Для моноприёма такое решение можно считать успешным.

5. Фазовращатель с усилителем

Была разработана схема такого же фазовращателя с усилителем (**рис. 15**) для устранения нехватки уровня сигнала. Дополнительный ключевой ДУ на транзисторах VT1, VT2 внесёт задержку сигнала примерно 2 нс (это фазовый сдвиг на 7° на частоте 10700 кГц). Конденсаторы связи были заменены подстроечными конденсаторами для настройки оптимальной связи, в конечном итоге их ёмкость оказалась примерно по 50 пФ. Транзистор КТ363Б хорошо работает в дифференциальном ключе, задержка и фронты получаются не более 1,8 нс. Можно эту схему развернуть по полярности и реализовать на транзисторах серии КТ368, тогда от эмиттеров к общему проводу надо установить резистор сопротивлением 1,2 кОм, фронты и задержка будут ближе к 2,5 нс. Надо подобрать транзисторы по $h_{21э} > 50$ на НЧ при токе коллектора 1 мА. На печатной плате узел с транзисторами должен иметь кратчайшие соединения до конденсаторов С2 и С3, а симметричную линию от конденсаторов С4 и С5 к микросхеме можно сделать длинной.

В этой первичной реализации было возможно настроить узкий минимум искажений на уровне –70 дБ (**рис. 16**), но в целом стабильная и повторяемая настройка образовалась с уровнем искажений –60 дБ.

При этом паразитная АМ была в пять раз меньше, чем в примерах ранее, что объясняется обстановкой, проиллюстрированной на **рис. 17** (масштаб — 500 кГц/дел.) и **рис. 18** (масштаб — 50 кГц/дел.).

Глобальный перепад пика в АЧХ — 1,8 В (выход +RSSI) свидетельствует о правильном размахе сигнала на выводах 9 и 10 (по 330 мВ), да ещё с качественным синусом из низкого импеданса. Но и в этом варианте фазовращателя осталась проблема несовпадения максимума АЧХ с центром ФЧХ, хотя этот максимум расположен явно за пределами полосы пропускания канального фильтра УПЧ. Причина тут, вопреки намерениям, — те же фазирующие конденсаторы, и они остались на стыке контуров. Это подтвердилось и при моделировании, что с таким полосовым фильтром с последовательной ёмкостной связью вопрос принципиально не решается. Но если заменить конденсаторы связи контуров катушками индуктивности, картина меняется существенно (**рис. 19** и **рис. 20**).

Так как АЧХ приобрела почти ровную вершину в диапазоне более полосы канала приёма и ФЧХ при этом тоже линейная на большом участке, такой демодулятор можно было сходу настроить на искажения с уровнем –63 дБ (**рис. 21**) и без потери настройки по искажениям центровать положение ФЧХ. Центр АЧХ хорошо совпадает с центром ФЧХ, наклон в АЧХ почти отсутствует для полезного сигнала, и паразитная АМ (синяя) практически роли не сыграет.

При установке этого фазовращателя на печатной плате с идеальным заземлением, экранировкой и блокировкой можно стабильно наладить искажения с уровнем –73 дБ (0,025 %), сигнал на рис. 2 снят в таком приёмнике.

И в этом варианте размах сигнала на выводах 9 и 10 был 330 мВ чистого си-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

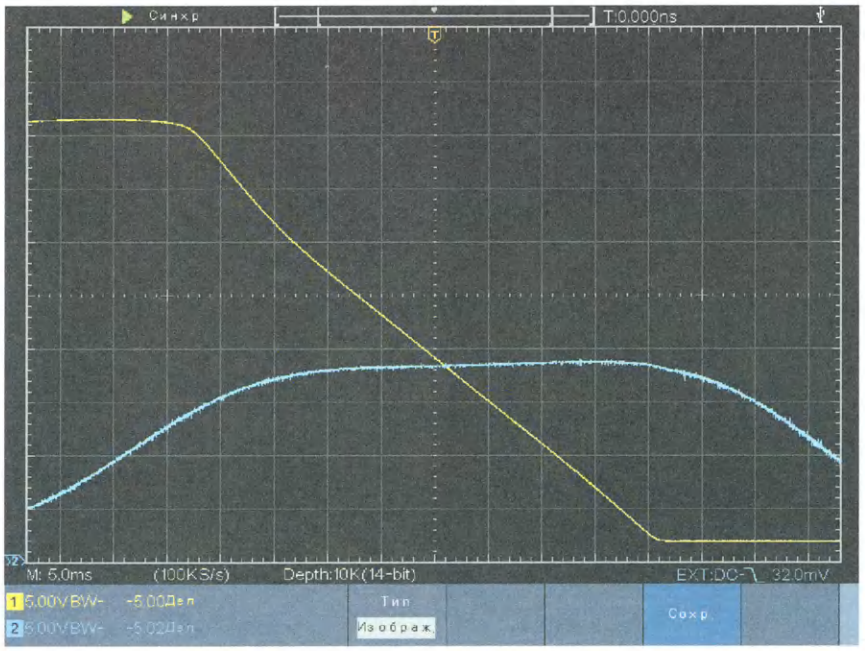


Рис. 20

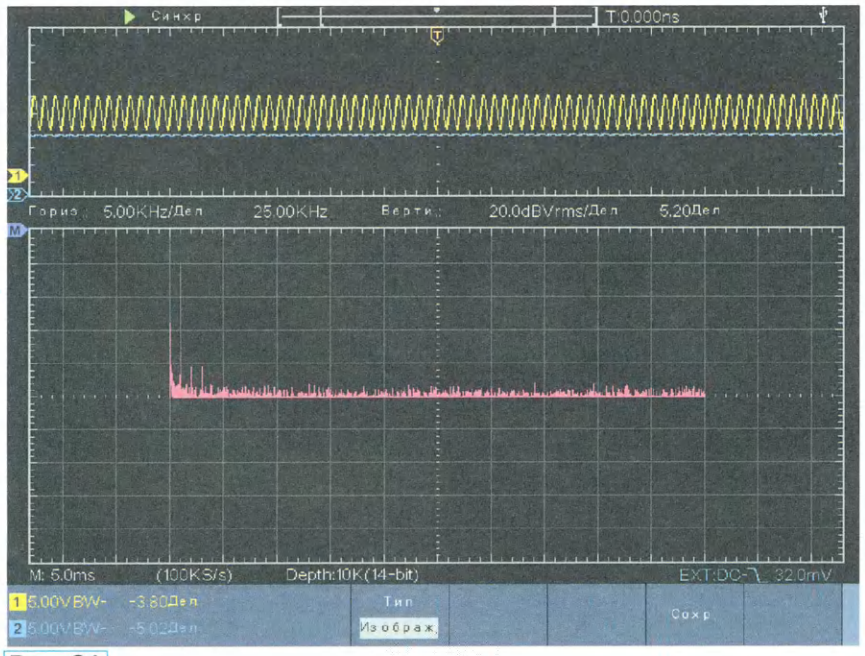


Рис. 21

нуса с малым импедансом с привязкой к общему проводу. Помехи и шумы — минимальные. При непосредственной замене конденсаторов связи катушками индуктивности нужно было установить две КПИ по 4,5 мкГн, что не очень практично по многим обстоятельствам. Но есть решение элегантнее, оно показано на **рис. 22**, и этот тест был проведён с таким решением.

Так как обмотки связи (по 4 витка) на контурных катушках (7 витков) снизят импеданс цепи связи, можно установить КПИ с существенно меньшей индуктивностью (почти в четыре раза меньше), а так как цепь связи не имеет привязки к общему проводу, можно для настройки связи установить одну КПИ. На аудиовыходе (вывод 7) образуется сигнал размахом чуть больше 1 В при девиации частоты ±75 кГц, что свидетельствует о правильной крутизне ФЧХ. Этот способ связи контуров имеет ещё преимущество полной экранировки и снизит уровень наводок на чувствительные узлы на печатной плате. К экранировке с обратной стороны печатной платы не образуется существенной паразитной ёмкости, чтобы она мешала, узел имеет низкий импеданс, в отличие от связи с конденсаторами малой ёмкости.

Ровная АЧХ фазовращателя выгодна и при приёме слабых сигналов, так как отсутствует паразитная АМ при ситуации, когда ограничительное действие узлов усилителя-ограничителя ещё не полностью задействовано. Радиовещательный сигнал чуть выше шумов, уже чисто и разборчиво демодулируется. При сканировании со слабым сигналом ФЧХ такого приёмника не теряет своё качество, её изображение на **рис. 23** (масштаб — 50 кГц/дел., размах сигнала на выводе 18 — 200 мкВ) от реального приёмника можно считать эталоном качества.

Многие приёмники (даже элитной категории) в такой ситуации со слабым сигналом не показывают класс. Легко получается уровень искажений 10...30 %, и слабый радиосигнал невозможно долго слушать.

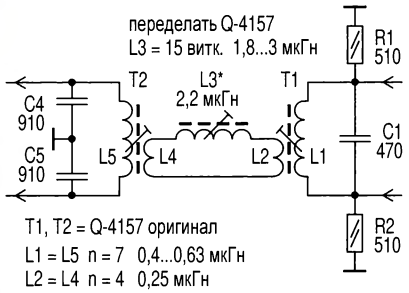


Рис. 22

Принципиально важным для различных фазовращателей с двумя контурами является возможность регулировать связь между ними. Только этой регулировкой можно настроить LC-контуры до стабильного глубокого подавления искажений. Резисторы для уменьшения добротности могут быть с относительно большим разбросом для грубой предустановки в соответствии с расчётами. Но при этом нужно учесть входное сопротивление фазового детектора, у ИМС К174ХА6 это примерно 3 кОм на частотах 9...12 МГц и около 4 кОм на частоте 455 кГц.

5. Заключение

ИМС К174ХА6 и её аналоги с симметричными выходами УПЧ и симметричными входами фазового детектора (без встроенных конденсаторов) пригодны для применения в радиоприёмниках высшей категории, и нет необходимости применения экзотических ЧМ-демодуляторов, у которых есть свои сложности в реализации высокого качества. В условиях радиоэфира с шумоподобными помехами лучшая стойкость к помехам и хорошая читабельность сигнала получаются на аналоговых перемножителях с дифференциальными усилителями. Они легко справятся со случайной шумовой

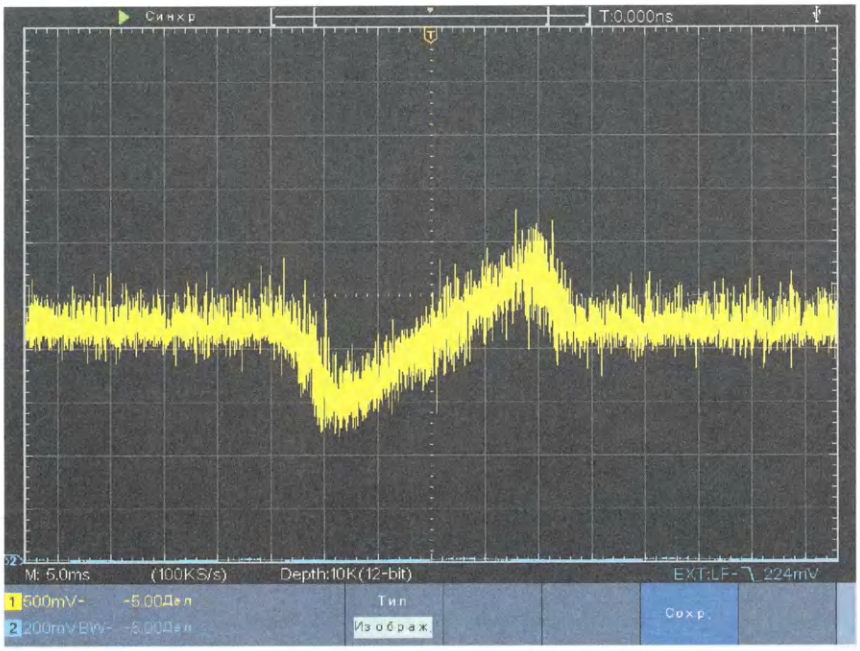


Рис. 23

обстановкой, в отличие от чисто цифровых демодуляторов, у них отсутствует ошибка категорий "просчёт и пробел". Демодуляторы на основе ФАПЧ страдают от нелинейности ГУН, и получить с ними искажения менее –40 дБ сложно. ЧМ-демодуляторы на LC-контурах с диодами при правильном построении могут играть в высшей лиге и показывают хороший результат в реальной эфирной обстановке, так как они работают как аналоговый векторный анализатор, только без сбоя в цифровой математике при шумах.

Многие современные ИМС с ЧМ-демодулятором имеют узел коррекции S-кривой (серия TEA684x), и они обеспечивают низкий уровень искажений (0,3 %) с одним контуром в фазовращателе. Но такие нелинейные корректирующие узлы внесут свои шумы. Семейство ИМС SA604, SA614, SA615, SA636, SA639 предназначено для служебной связи или передачи данных, шумовые характеристики аудиовыхода у них посредственные.

В начале 1980-х годов вышли ИМС CA3089 (позже CA3189) и TDA1576, которые могут тоже обеспечить хорошее качество, но только в стационарной аппаратуре из-за высокого энергопотребления. У ИМС TDA1576, как и у TDA1047, K174XA6, доступны все симметричные сигналы, и она может быть доведена до крайне высокого качества приёма. Любопытно, что в документации к CA3089 указана индуктивная связь в фазовом детекторе, и двухконтурный фазовращатель сделан с индуктивной связью. В современных ИМС для автомобильных приёмников не решён вопрос полноценной подачи сигналов к фазовому детектору, и решения с отличным отношением С/Ш не получить.

При реализации качественного радиовещательного приёмника стоит обратиться к монолитным ИМС 1970-х и 1980-х годов выпуска, которые справятся с большим размахом сигнала над естественным шумом транзисторов и ИМС K174XA6, K174XA5 — это хороший и доступный вариант, в том числе и для переносной аппаратуры.

***От редакции**. Дополнительные справочные материалы находятся по адресу **http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/rpu-4.zip** на нашем FTP-сервере.*

НОВОСТИ ВЕЩАНИЯ

Раздел ведёт В. ШЕПТУХИН (R5GF), г. Липецк

РОССИЯ

ВЛАДИМИРСКАЯ ОБЛ. В г. Александрове стартовало вещание радиостанции "Радио Дача". Частота вещания — 89,3 МГц (источник — URL: **http://www.krutoymedia.ru/news/13342.htm** (23.12.24)).

Радиостанция "Радиола" в г. Киржаче сменила название на Radio LA 97,4 FM (или LA-Radio-Fm 97,4 FM). В эфире уже звучат джинглы с новыми позывными. Также изменился логотип радиостанции. Музыкальный формат остался без изменений (источник — URL: **https://forum.vcfm.ru/viewtopic.php?f=5&t=2129&start=45#p184015** (23.12.24)).

ДАГЕСТАН. 9 декабря 2024 г. в столице Дагестана и одном из крупнейших городов Северного Кавказа — Махачкале, начала вещание радиостанция Energy на частоте 107,1 МГц. На этой же частоте можно принимать эту радиостанцию и в г. Каспийске (источник — URL: **https://www.gpmradio.ru/news-page/uid/40082** (23.12.24)).

ДНР. Радиостанция "Радио России" в Волновахе сменила частоту вещания. Вещание теперь осуществляется на частоте 95,6 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-212065317_11685** (23.12.24)).

ЕВРЕЙСКАЯ АО. В Биробиджане с 6 декабря 2024 г. на частоте 102,4 МГц начала вещание радиостанция "Радио Шансон" (источник — URL: **http://www.krutoymedia.ru/news/13346.htm** (23.12.24)).

ИВАНОВСКАЯ ОБЛ. В г. Кинешме на частоте 95,2 МГц началось вещание радиостанции "Радио DFM" (источник — URL: **https://vk.com/wall-89493_2484320?w=wall-89493_2484320** (23.12.24)).

ЗАБАЙКАЛЬСКИЙ КРАЙ. В селе Акша и посёлке Чернышевск запущено УКВ-вещание "Радио России-Чита". На частоте 100,5 МГц теперь можно слушать главное радио страны с региональными включениями "ГТРК Чита" (источник — URL: **https://gtrkchita.ru/news/sotssfera/v-akshe-i-chernyshevske-zapushcheno-fm-veshchanie-radio-rossii-chita-70139/** (23.12.24)).

КЕМЕРОВСКАЯ ОБЛ. С 28 ноября 2024 г. радиостанция "Детское радио" начала вещание в г. Кемерово. Частота вещания — 93,8 МГц, мощность передатчика — 1 кВт (источник — URL: **https://www.gpmradio.ru/news-page/uid/39916** (23.12.24)).

Также в Кемерово на частоте 92,7 МГц с 28 ноября 2024 г. начала своё вещание радиостанция Like FM (источник — URL: **https://vk.com/wall-116279906_1801** (23.12.24)).

11 декабря 2024 г. с объекта связи филиала РТРС "Кемеровский ОРТПЦ" началась УКВ-трансляция разговорно-юмористической радиостанции Comedy Radio в Новокузнецке и Прокопьевске на частоте 94,7 МГц. Вещание круглосуточное (источник — URL: **https://kemerovo.rtrs.ru/tv/radioveshchanie/v-novokuznetske-i-prokopevske-nachalas-translyatsiya-radiokanala-kamedi-radio**/ (23.12.24)).

***Примечание**. Время всюду — UTC. Время MSK = UTC + 3 ч.*

КОМИ. В селе Объячево стартовало вещание радиостанции "Радио Дача". Частота вещания радиостанции — 93 МГц (источник — URL: **http://www.krutoymedia.ru/news/13294.htm** (23.12.24)).

КОСТРОМСКАЯ ОБЛ. 20 ноября 2024 г. в полночь состоялось включение радиостанции "Маруся ФМ" на частоте 95,6 МГц в г. Костроме. Эта радиостанция пришла на смену "Радио Шансон" (источник — URL: **https://vk.com/wall-19037431_907** (23.12.24)).

Радиостанция "Радио 7 на семи холмах" начала вещание с 3 декабря 2024 г. в Костроме на частоте 105,8 МГц (источник — URL: **https://www.emg.fm/event_news/1617** (23.12.24)).

КРАСНОЯРСКИЙ КРАЙ. Православная радиостанция "Радио ВЕРА" начала вещание в г. Железногорске на частоте 94 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-51326921_46376?w=wall-51326921_46376** (23.12.24)).

КУРСКАЯ ОБЛ. 1 декабря 2024 г. в Железногорском районе начала работу в эфире православная радиостанция "Радио ВЕРА". Вещание ведётся на частоте 94 МГц. Радиостанцию можно принимать на удалении до 30 км от г. Железногорска, в том числе в соседних Фатежском и Дмитриевском районах (источник — URL: **https://kursk.rtrs.ru/tv/radioveshchanie/rtrs-nachal-fm-translyatsiyu-radio-vera-v-zheleznogorskom-rayone-kurskoy-oblasti/** (23.12.24)).

ЛИПЕЦКАЯ ОБЛ. 12 декабря 2024 г. радиостанция "Маруся ФМ" начала вещание в г. Ельце на частоте 101,7 МГц (источник — URL: **https://vk.com/radiomarusyafm?w=wall-144294334_26817** (23.12.24)).

НОВОСИБИРСКАЯ ОБЛ. 1 декабря 2024 г. филиал РТРС "Сибирский РЦ" начал эфирную трансляцию информационно-аналитической радиостанции Sputnik в Новосибирске на частоте 92,4 МГц. Передатчик имеет мощность 1 кВт. Радиус зоны охвата — 42 км. Вещание ежедневное и круглосуточное (источник — URL: **https://novosibirsk.rtrs.ru/tv/radioveshchanie/rtrs-nachal-translyatsiyu-radio-sputnik-informatsionno-analiticheskoy-radiostantsii-v-novosibirske/** (23.12.24)).

ПЕРМСКИЙ КРАЙ. Радио " Импульс ФМ" расширяет зону вещания и начинает вещание в Кудымкаре и Кудымкарском районе на частоте 107,6 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-226307082_166** (23.12.24)).

РЯЗАНСКАЯ ОБЛ. Радиостанция Like FM начала вещание ещё в трёх населённых пунктах Рязанской области: в Михайлове (частота вещания — 89 МГц), Ряжске (частота вещания — 90,8 МГц) и Сасове (частота вещания — 99 МГц) (источник — URL: **https://www.gpmradio.ru/news-page/uid/39879** (23.12.24)).

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ. 12 декабря 2024 г. в Санкт-Петербурге запущено вещание радиостанции "Радио Jazz" на частоте 96,4 МГц. Вещание осуществляется с РТПС "Ольгино" (источник — URL: **https://vk.com/wall-67314840_5568** (23.12.24)).

СВЕРДЛОВСКАЯ ОБЛ. В Алапаевске стартовало вещание радиостанции "Маруся ФМ" на частоте 97,3 МГц (источник — URL: **https://vk.com/ekbradiotv?w=wall-20890825_31414** (23.12.24)).

Также радиостанция "Маруся ФМ" начала вещание в Карпинске на частоте 93 МГц (источник — URL: **https://vk.com/ekbradiotv?w=wall-20890825_31473** (23.12.24)).

3 декабря 2024 г. началось вещание радиостанции "Маруся ФМ" в Нижней Салде на частоте 93,4 МГц (источник — URL: **https://vk.com/ekbradiotv?w=wall-20890825_31433** (23.12.24)).

В думе Екатеринбурга предложили перенаправить 23 млн руб., запланированных на работу МБУ "Радио Екатеринбург" в 2025 г., на иные медиапроекты администрации города. Соответствующую инициативу на заседании думской комиссии по МСУ озвучил её председатель Дмитрий Сергин ("Единая Россия"). В конце обсуждения Дмитрий Сергин предложил поддержать проект бюджета Екатеринбурга на 2025 г. с учётом средств на работу "Радио Екатеринбург", однако призвал представителей мэрии "убедить депутатов в необходимости этих трат", когда документ будет рассматриваться во втором чтении. Проект решения единогласно поддержали все шесть членов думской комиссии, присутствовавшие на заседании. (Источник — URL: **https://onair.ru/main/enews/view_msg/NMID__90680/** (23.12.24)).

СМОЛЕНСКАЯ ОБЛ. С 26 ноября 2024 г. в Смоленске на частоте 94,5 МГц началось вещание радиостанции Comedy Radio (источник — URL: **https://www.gpmradio.ru/news-page/uid/39873** (23.12.24)).

ТАТАРСТАН. Медиаресурс ТНВ переходит к визуализации своего контента.

Радиостанцию "Болгар радиосы" теперь можно не только слушать, но и смотреть. В современной студии полностью обновлена материально-техническая база и установлены видеокамеры, которые обеспечивают съёмку высокого качества в формате Full HD (источник — URL: **https://realnoevremya.ru/articles/323612-bolgar-radiosy-obnovila-studiyu** (23.12.24)).

ТОМСКАЯ ОБЛ. 11 декабря 2024 г. радиостанция "Детское радио" была запущена в Томске. Частота вещания — 103,4 МГц (источник — URL: **https://detifm.ru/news/id/7448** (23.12.24)).

12 декабря 2024 г. в Томске, одном из крупных центров Сибири, стартовало вещание радиостанции Relax FM. Частота вещания — 88,9 МГц. На этой же частоте эфир доступен и жителям Северска. Мощность передатчика — 1 кВт (источник — URL: **https://www.gpmradio.ru/news-page/uid/40142** (23.12.24)).

ТЮМЕНСКАЯ ОБЛ. 27 ноября 2024 г. радиостанция "Маруся ФМ" начала своё вещание в Ишиме на частоте 96,4 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-225248477_62** (23.12.24)).

ЧЕЛЯБИНСКАЯ ОБЛ. В Магнитогорске, крупном центре Южного Урала, начала своё вещание радиостанция Like FM. Частота вещания — 101,4 МГц (источник — URL: **https://www.gpmradio.ru/news-page/uid/39729** (23.12.24)).

С 1 декабря 2024 г. началась трансляция радиостанции "Радио ENERGY" в двух городах Челябинской области — Златоусте на частоте 103,4 МГц и в Миассе на частоте 98 МГц (источник — URL: **https://onair.ru/main/enews/view_msg/NMID__90661/** (23.12.24)).

УДМУРТИЯ. С 1 декабря 2024 г. стартовало вещание радиостанции "Хит FM" ещё в трёх населённых пунктах республики:

— в Якшур-Бодье на частоте 90,9 МГц;

— в Малой Пурге на частоте 88,4 МГц (вместо радиостанции "Европа плюс");

— в Воткинске на частоте 94,1 МГц

(источник — URL: **https://vk.com/wall-19037431_983** (23.12.24)).

ХЕРСОНСКАЯ ОБЛ. В г. Скадовске на частоте 88,1 МГц началось вещание радиостанции "Радио Звезда" (источник — URL: **https://vk.com/wall-212065317_11887** (23.12.24)).

ЧУКОТСКИЙ АО. 12 декабря 2024 г. на частоте 100 МГц в Анадыре началось вещание радиостанции "Дорожное радио" (источник — URL: **https://onair.ru/main/enews/view_msg/NMID__90768/** (23.12.24)).

ИЗ ИСТОРИИ РАДИОВЕЩАНИЯ

100 лет назад (23 ноября 1924 г.) была запущена первая общенациональная государственная радиостанция СССР. В разное время она называлась "Радиостанция имени Коминтерна", "Первая программа Всесоюзного радио", а позже стала известна как "Радио-1". "Первая программа Всесоюзного радио" обладала самой мощной в мире радиосетью, имела четыре дубля с учётом поясного времени, звучала на длинных (171 кГц, 234 кГц), средних (846 кГц) и ультракоротких волнах. В советское время она вещала на первой кнопке проводного радио и в УКВ-диапазоне почти всех городов страны (в Москве — на частоте 66,44 МГц) (источник — URL: **https://vk.com/tvradiomsk?w=wall-194965312_12692** (23.12.24)).

ЗАРУБЕЖНОЕ ВЕЩАНИЕ

АЗЕРБАЙДЖАН. В ближайшие годы международный стандарт цифрового радиовещания DAB+ (Digital Audio Broadcasting Plus) планируется внедрить на 70 % территории Азербайджана. Об этом сказал исполняющий обязанности генерального директора Производственного объединения Телерадио Эльман Гасанов на мероприятии, посвящённом развитию радиовещания в стране. По его словам, технологии DAB+ применяются более чем в 55 странах. В основном они используются в Европе, Австралии и некоторых странах Азии и Африки. Эта технология позволяет транслировать 12—18 УКВ-каналов (радиостан-

ций) на одной частоте. До конца года планируется установка на Бакинской телебашне и станции Гюлистан в Агсуинском районе трёхкиловаттных передатчиков DAB+. Гасанов отметил, что в последующие годы планируется установка передатчиков DAB+ ещё на 10 станциях по всей республике, что позволит охватить цифровым радиовещанием 70 % территории страны (источник — URL: **https://report.az/ru/ikt/elman-gasanov-70-territorii-azerbajdzhana-budet-ohvacheno-radioveshaniem-dab/** (23.12.24)).

ВЕЛИКОБРИТАНИЯ. Национальная разговорная радиостанция talkSPORT хочет отключить семь из 18 своих передатчиков. Это приведёт к сокращению национального охвата СВ-радиовещанием с 92 % до 88,9 % взрослого населения Великобритании. Ofcom (британское агентство, регулирующее работу теле- и радиокомпаний, а также почтовой службы) заявляет, что намерено одобрить запрос и хочет сообщить индустрии, что оно намерено принять аналогичное решение, если любая другая вещательная компания попросит сократить вещание на средних волнах. К числу передатчиков, которые talkSPORT просит отключить, относятся Клипстоун (Ноттингемшир) — 1071 кГц, Дуксхерст (Суррей) — 1107 кГц, Лисnагарви (графство Антрим, Северная Ирландия) — 1089 кГц, Лидд (Кент) — 1107 кГц, Стоктон (Дарем/Северный Йоркшир) — 1053 кГц, Саутвик/Брайтон (Западный Сассекс) — 1053 кГц и Рустхолл (Танбридж-Уэллс) — 1053 кГц. Причины, по которым talkSPORT предлагает внести эти изменения, включают снижение числа слушателей СВ-вещания, поскольку люди переходят на альтернативные платформы, и рассматриваются с учётом текущей жизнеспособности каждого передатчика. Лицензия на вещание talkSPORT была первоначально выдана Talk Radio UK на конкурсе в июле 1994 г. и впоследствии трижды продлевалась. Станция останется доступной на национальном уровне на DAB и других платформах. Absolute Radio, обладатель единственной национальной лицензии на вещание в диапазоне средних волн для коммерческого радио, отключило все свои передатчики в январе 2023 г., за что было оштрафовано на 25000 фунтов стерлингов (источник — URL: **https://swling.ru/2024/12/04/talksport-prosit-razreshenija-otkljuchit-7-iz-18-sv-peredatchikov-v-velikobritanii/** (23.12.24)).

КИПР. 1 декабря 2024 г. стартовало вещание радио Monte Carlo в Лимасоле на острове Кипр. Музыка мирового класса зазвучала здесь на частоте 104,5 МГц. Вещание радио Monte Carlo на Кипре будет осуществлять давний партнёр Русской Медиагруппы кипрская медиагруппа Russian Wave, которая успешно развивается на острове с 2006 г. Компания уже представляет на Кипре вещание радиостанции "Русское Радио" (источник — URL: **https://rmg.ru/news/radio-monte-carlo-zazvuchalo-v-limasole** (23.12.24)).

МОЛДОВА. Молдова присоединилась к ограничительным мерам США против медиагруппы "Россия сегодня" и некоммерческой организации "Евразия". Об этом 27 ноября 2024 г. свидетельствует публикация в официальном вестнике правительства. "Республика Молдова присоединяется к международным ограничительным мерам, установленным односторонними решениями США", — говорится в документе. Власти США ввели новые санкции в отношении медиагруппы "Россия сегодня" и телеканала RT 13 сентября. Ограничения касаются ФГУП МИА "Россия сегодня", его генерального директора Дмитрия Киселева, а также юридического лица RT автономной некоммерческой организации (АНО) "ТВ-Новости" (источник — URL: **https://iz.ru/1797941/2024-11-27/moldaviia-prisoedinilas-k-sanktciiam-ssha-protiv-mediagruppy-rossiia-Segodnia** (23.12.24)).

США. Три американские независимые радиостанции WKIT-FM, WZON-AM и WZLO-FM, принадлежащие писателю Стивену Кингу и его жене Табите, закроются. Кинг пытался в течение десятилетий сохранить станции, но их финансовые проблемы, очевидно, стали критическими. В конце декабря все три станции, вещавшие на территории американского штата Мэн и объединённые в группу ZONE Corporation, замолчат (источник — URL: **https://onair.ru/main/enews/view_msg/NMID__90662/** (23.12.24)).

ШВЕЙЦАРИЯ. Общественная медиакомпания SRG, в состав которой входит портал иновещания SWI, решила окончательно отказаться от УКВ-вещания и отключить все УКВ-передатчики уже к концу 2024 г. Общественная (негосударственная) телерадиокомпания SRG обосновывает этот шаг тем, что в Швейцарии используется всё меньше УКВ-приёмников, а содержание УКВ-передатчиков и антенн слишком дорого. Холдинг SRG продолжит транслировать свои радиопрограммы посредством технологии DAB+ и через сеть Интернет (источник — URL: **https://vk.com/digitalterrestrialradio?w=wall-76669116_2964** (23.12.24)).

Хорошего приёма и 73!

Высокоомный активный щуп для векторного анализатора цепей, и не только...

И. НЕЧАЕВ, г. Москва

В настоящее время доступны различные компактные измерители параметров радиотехнических цепей и элементов, так называемые векторные анализаторы цепей (Vector Network Analyzer — VNA). Они позволяют производить измерения параметров как отдельных радиоэлементов (антенны, катушки индуктивности, конденсаторы и т. п.), так и более сложных устройств и цепей (фильтры, усилители, согласую-

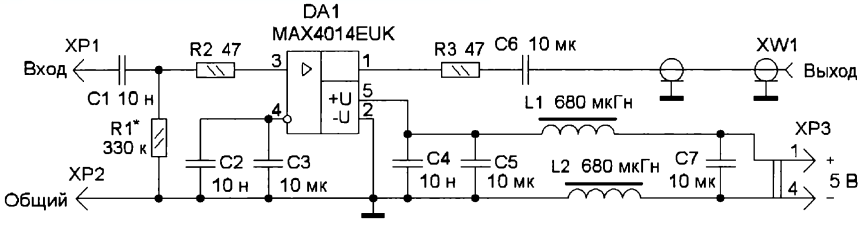


Рис. 1

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru
РАДИО № 2, 2025

щие устройства и т. п.). При этом такие измерения проводятся в тракте сопротивлением 50 Ом, поскольку именно такое входное и выходное сопротивления у большинства VNA. Однако в некоторых случаях, как правило, до частоты 100 МГц зачастую требуется провести измерения узлов с более высокими сопротивлениями. В этом случае приходится использовать различные согласующие делители напряжения, что не всегда удобно. Для измерения параметров таких узлов можно применить высокоомный щуп, который позволит проверить покаскадно, например многокаскадные усилители или LC-фильтры.

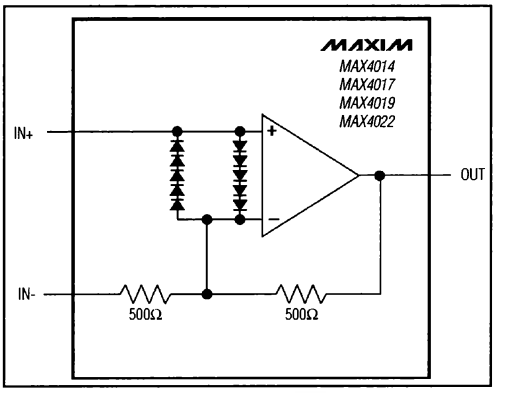


Рис. 2

входное сопротивление — 3 МОм, выходное сопротивление — 25 мОм, максимальный выходной ток — ±120 мА, ток замыкания выхода — ±150 мА. К достоинствам микросхемы можно отнести низкий уровень гармонических искажений и встроенную защиту на входе, которая представляет собой две встречно-параллельно включённые цепи, каждая по пять последовательно соединённых диодов (**рис. 2**), которые и ограничивают максимальное входное напряжение.

Согласно документации на микросхему MAX4014EUK [2] входной ток (вытекающий) у неинвертирующего входа — 5,5...20 мкА при выходном

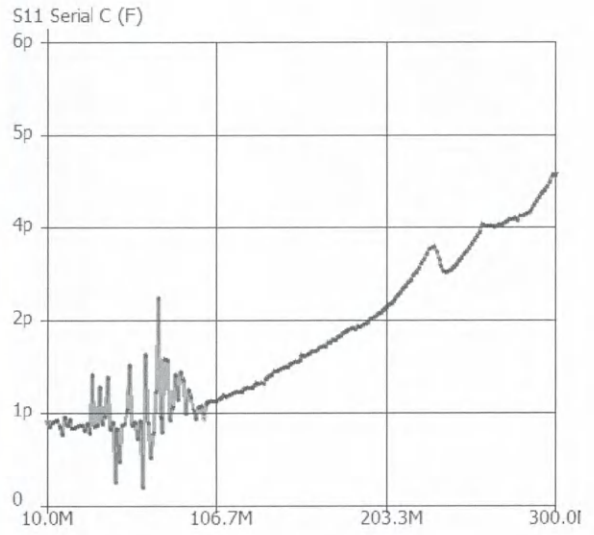


Рис. 3

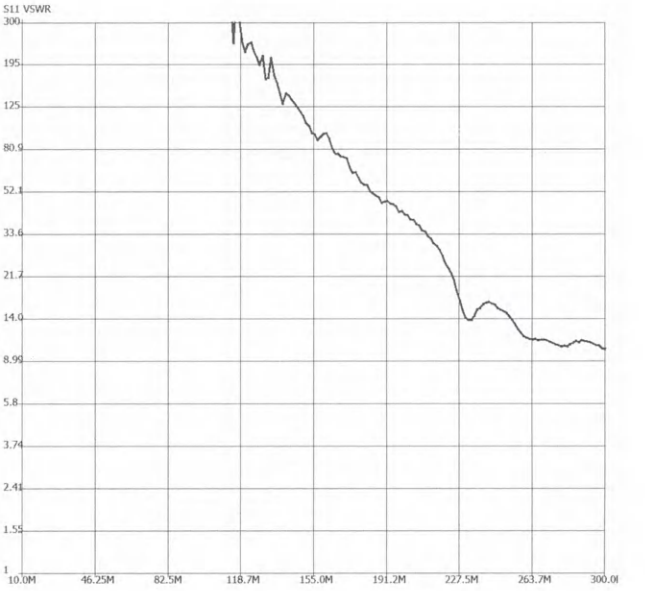


Рис. 4

Активный щуп имеет коэффициент передачи около 1, относительно высокое входное сопротивление (по сравнению с сопротивлением 50 Ом) и небольшую входную ёмкость. Он адаптирован для работы совместно с VNA NanoVNA-F V2 [1]. Предпосылкой для этого послужил тот факт, что этот VNA имеет встроенные Li-Ion аккумулятор и повышающий преобразователь напряжения 5 В, который снабжён USB-разъёмом и предназначен для питания различных внешних устройств.

Схема активного щупа показана на **рис. 1**, он собран на специализированной микросхеме MAX4014EUK [2]. За его основу взята конструкция аналогичного щупа для осциллографа [3], но адаптированная для питания однополярным напряжением 5 В. Поскольку для NanoVNA-F V2 не требуется большого напряжения сигнала, такого напряжения вполне достаточно для работы щупа.

Микросхема MAX4014EUK — быстродействующий буферный усилитель Rail-to-Rail по выходу. Коэффициент передачи этой микросхемы — 2, верхняя граничная частота полосы пропускания по уровню –3 дБ — 200 МГц (в режиме малого сигнала), скорость нарастания выходного напряжения — 600 В/мкс, входная ёмкость — 1 пФ,

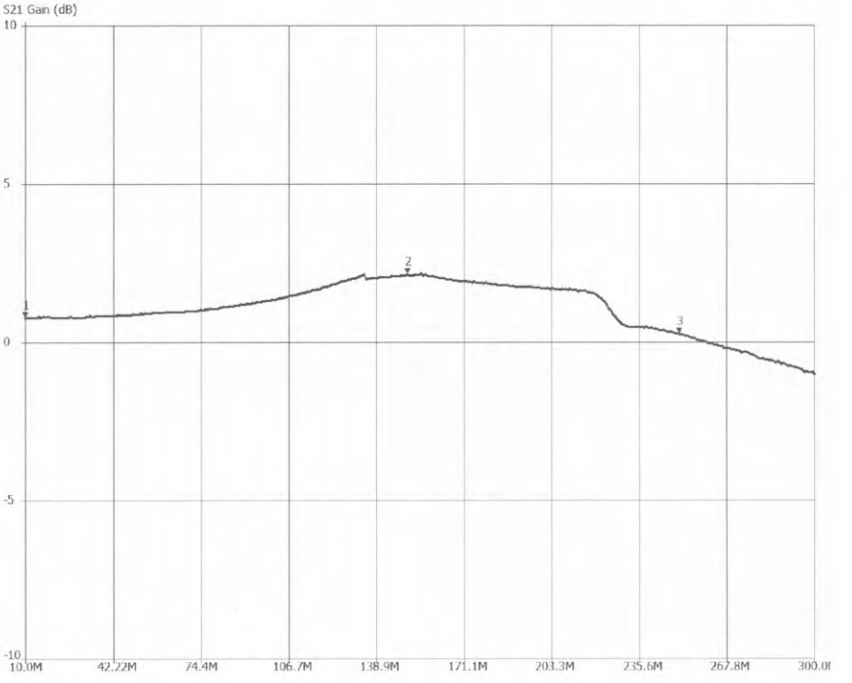


Рис. 5

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Marker 1

Frequency:	10.0000 MHz
Impedance:	6.36k -j16k Ω
Parallel R:	46.409 kΩ
Parallel L:	-294.42 μH
Parallel C:	860.34 fF
VSWR:	928.186

Marker 2

Frequency:	149.821 MHz
Impedance:	62.27 -j572 Ω
Parallel R:	5.3154 kΩ
Parallel L:	-614.75 nH
Parallel C:	1.8357 pF
VSWR:	107.101

Marker 3

Frequency:	249.940 MHz
Impedance:	56.06 -j181 Ω
Parallel R:	640.15 Ω
Parallel L:	-126.28 nH
Parallel C:	3.2109 pF
VSWR:	13.621

Рис. 6

резистора, в данном случае это резистор R1, и устанавливают необходимое постоянное выходное напряжение. Резистор R2 — защитный, резистор R3 — согласующий. Конденсаторы C1 и C6 — разделительные, поскольку щуп предназначен для работы на переменном напряжении. Конденсаторы C2 и C3 обеспечивают отрицательную обратную связь по переменному току. Для подключения к ВЧ-входу VNA используется тонкий коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом и разъёмом SMA (XW1).

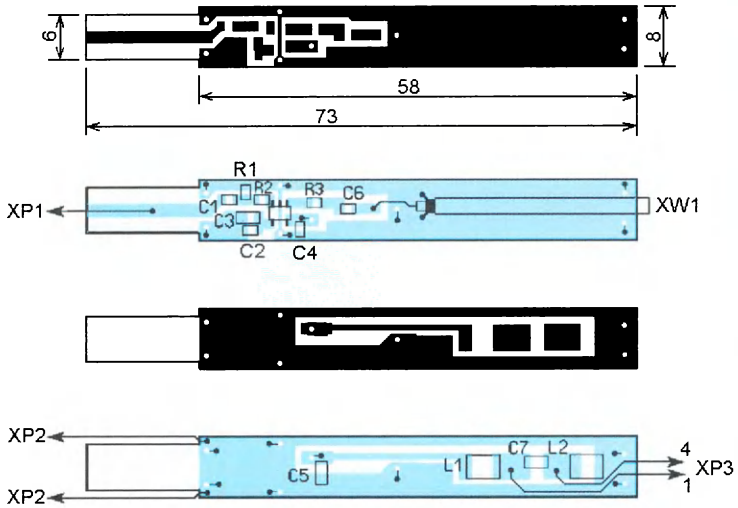


Рис. 7

Измерителя напряжения осуществляется с помощью двухпроводного кабеля с USB-разъёмом на конце. Такое техническое решение позволяет запитать щуп от любого источника питания напряжением 5 В, например зарядного устройства сотового телефона или Power bank. Это обеспечит использование этого щупа как автономного совместно с другими измерительными приборами, например осциллографом, частотомером и т. д. Максимальное неискажённое выходное напряжение щупа — около 1 В.

напряжении 2,5 В. Поэтому для получения такого выходного напряжения, а это — половина напряжения питания, между неинвертирующим входом и минусовой линией питания достаточно установить резистор соответствующего сопротивления. Подборкой этого

Напряжение питания поступает через фильтр C4C5L1L2C7, который обеспечивает подавление возможных помех, поступающих от встроенного в NanoVNA-F V2 преобразователя напряжения. Потребляемый щупом ток — 6 мА. Подключение к выходу преобра-

Измерения основных параметров щупа проведены с помощью NanoVNA-F V2. На **рис. 3** показана зависимость входной ёмкости щупа от частоты, на **рис. 4** — зависимость КСВ в диапазоне частот 10...300 МГц. В обоих случаях выход NanoVNA-F V2 был без нагрузки

Рис. 8

Рис. 9

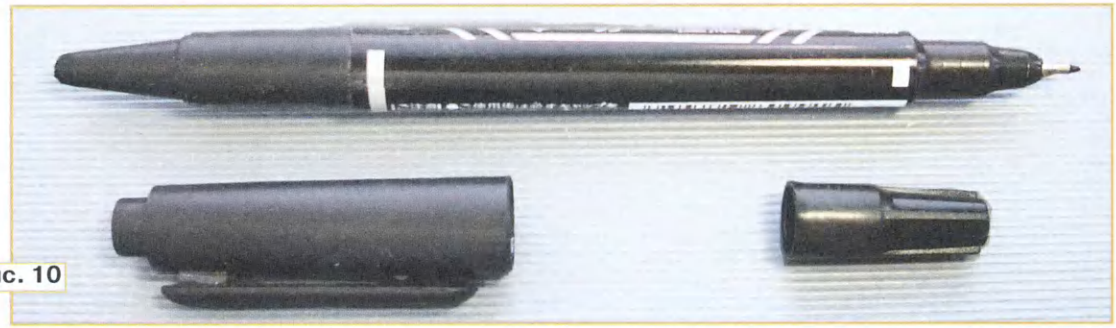


Рис. 10

Рис. 11

50 Ом. АЧХ щупа показана на **рис. 5**, при этом выход NanoVNA-F V2 нагружен на 50 Ом, а комплексные параметры показаны на **рис. 6**. Результаты измерений показывают, что этот щуп целесообразно использовать до частоты 100 МГц.

Все элементы щупа, кроме разъёмов, размещены на двухсторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1 мм. Её чертёж показан на **рис. 7**. Через отверстия металлизированные участки платы соединены между собой отрезками лужёного провода. С одной стороны платы размещены элементы обвязки микросхемы (**рис. 8**). Применены резисторы типоразмера 0805, конденсаторы — типоразмеров 0805 и 1206. XP1 — швейная игла, которую следует немного затупить, чтобы не пораниться. Экран коаксиального кабеля припаян к плате, поэтому его внутренний изолятор должен быть фторопластовым. На второй стороне платы (**рис. 9**) размещены элементы фильтра питания. Применены конденсаторы типоразмера 1206 и дроссели для поверхностного монтажа типоразмера 1206. От металлизации платы выведены лужёные провода, которые подключают к щупу XP2.

Основой конструкции щупа послужил пластмассовый корпус от фломастера (**рис. 10**) с внутренним диаметром 8 мм и длиной около 125 мм. Чтобы плата помещалась внутрь корпуса, у неё с одной стороны сделано сужение. Внешний вид щупа показан на **рис. 11**.

ЛИТЕРАТУРА

1. NanoVNA-F V2, векторный анализатор радиоцепей. — URL: **https://goo.su/TzpOMuR** (17.12.24).

2. Low-Cost, High-Speed, Single-Supply, Gain of +2, Buffers with Rail-to-Rail Outputs in SOT23. — URL: **https://goo.su/lv5gkHG** (17.12.24).

3. **Нечаев И.** Высокоомный щуп для осциллографа с входным сопротивлением 50 Ом. — Радио, 2019, № 7, с. 9—11.

От редакции. *Чертёж печатной платы находится по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/shup.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Вышла в свет новая книга

Дмитриев В. Т.

Системы коммутации автоматических телефонных станций. Учебное пособие для вузов. — М.: Горячая линия — Телеком, 2023. — 172 с.: ил. ISBN 978-5-9912-1053-9.

Представлена классификация коммутационных приборов, и рассмотрены принципы их построения. Даны сведения в области построения управляющих устройств автоматических телефонных станций (АТС). Рассмотрены принципы построения АТС. Систематизирована информация обо всех исторических этапах развития АТС. Пособие рекомендуется для использования при изучении курса "Сети связи и системы коммутации".

Для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки 11.03.02 — "Сети, системы и устройства телекоммуникаций" (уровень — бакалавриат)", может быть полезно для студентов, обучающихся по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (уровень — специалитет).

Адрес издательства в Интернет WWW.TECHBOOK.RU

Прибор для измерения напряжения высоковольтных стабилитронов и светодиодных модулей

Г. БАСОВ, г. Ставрополь

В статье приводится описание несложного измерительного прибора для лаборатории радиолюбителя-конструктора. Он может быть полезен для проверки и подбора стабилитронов, светодиодов, светодиодных лент, светодиодных модулей, определения напряжения обратимого пробоя p-n переходов диодов, транзисторов, напряжения срабатывания динисторов. Напряжение на измерительных щупах можно регулировать в интервале от 1 В до 100 В при стабильном выходном токе 0,5 мА, 1 мА, 2 мА, 3 мА, 5 мА и 10 мА, который устанавливают переключателем.

Схема прибора показана на **рис. 1**. С обмотки II трансформатора переменное напряжение поступает на диодный мостовой выпрямитель VD2. Пульсации выпрямленного напряжения сглаживает конденсатор C3, а с него оно поступает на параметрический стабилизатор напряжения на транзисторе VT1, цель которого — понизить напряжение до допустимого (не более 125 В) для интегрального стабилизатора напряжения на микросхеме DA1 (TL783). Его выходное напряжение можно регулировать от 1 В примерно до 100 В переменным резистором R4. Кроме того, применённый цифровой вольтметр, который измеряет напряжение на проверяемом элементе, не индицирует напряжения до 120 В.

Проверяемый элемент подключают к разъёмам X1 и X2 с соблюдением

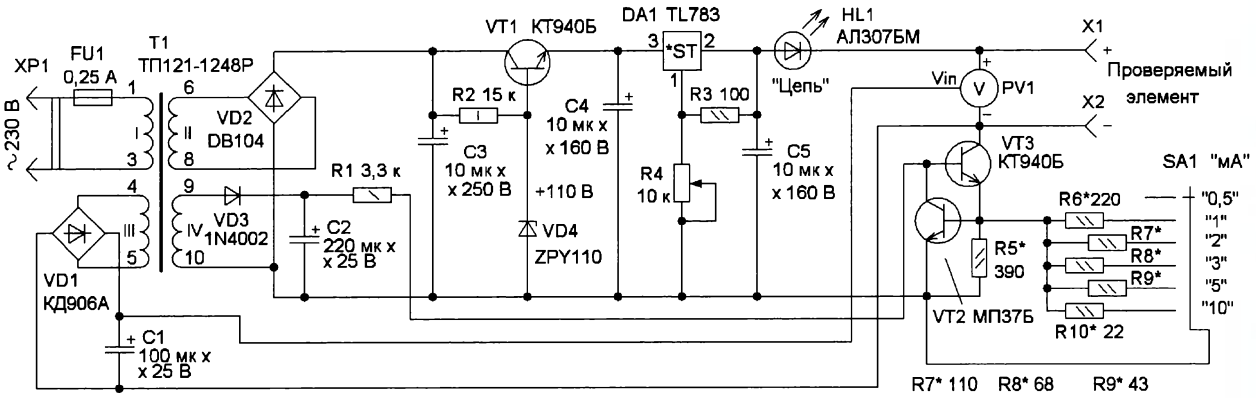


Рис. 1

полярности. Ток в измеряемой цепи ограничивает стабилизатор тока на транзисторах VT2 и VT3. Стабилизатор тока питается от отдельного выпрямителя на диоде VD3 и сглаживающем конденсаторе C2. Ток I устанавливают переключателем SA1, он задаётся резисторами R5—R10, которые можно подобрать, используя выражение R = 0,205/I.

Цифровой высоковольтный вольтметр запитан от отдельного источника, гальванически не связанного с основной цепью, поскольку измерительные выводы "плавают" в широких пределах относительно минуса основного высоковольтного источника. Светодиод HL1 индицирует прохождение тока в измерительной цепи.

Применены постоянные резисторы МЛТ, переменный резистор — любой с мощностью рассеивания не менее 1 Вт — в моём случае использован резистор СП5-35Б. Оксидные конденсаторы — К50-35 или импортные, диодный мост VD1 — любой маломощный с допустимым напряжением не менее 40 В, диодный мост VD2 — с допустимым напряжением не менее 400 В, его можно заменить отдельными диодами, например 1N4007, диод VD3 — маломощный выпрямительный с допустимым обратным напряжением не менее 40 В. Стабилитрон VD4 можно составить из нескольких включённых последовательно более низковольтных стабилитронов с суммарным напряжением стабилизации 110...120 В. Подбирать стабилитроны необходимо при отключённой микросхеме DA1, чтобы не повредить её. Транзисторы VT1 и VT3 — серии КТ940 или 13005 с допустимым $U_{кэ}$ > 200 В. Транзистор VT2 — германиевый серии МП37 или аналогичный, он применён с целью уменьшения сопротивления резисторов R5—R10, но можно применить и кремниевый маломощный транзистор, но тогда сопротивления этих резисторов надо увеличить.

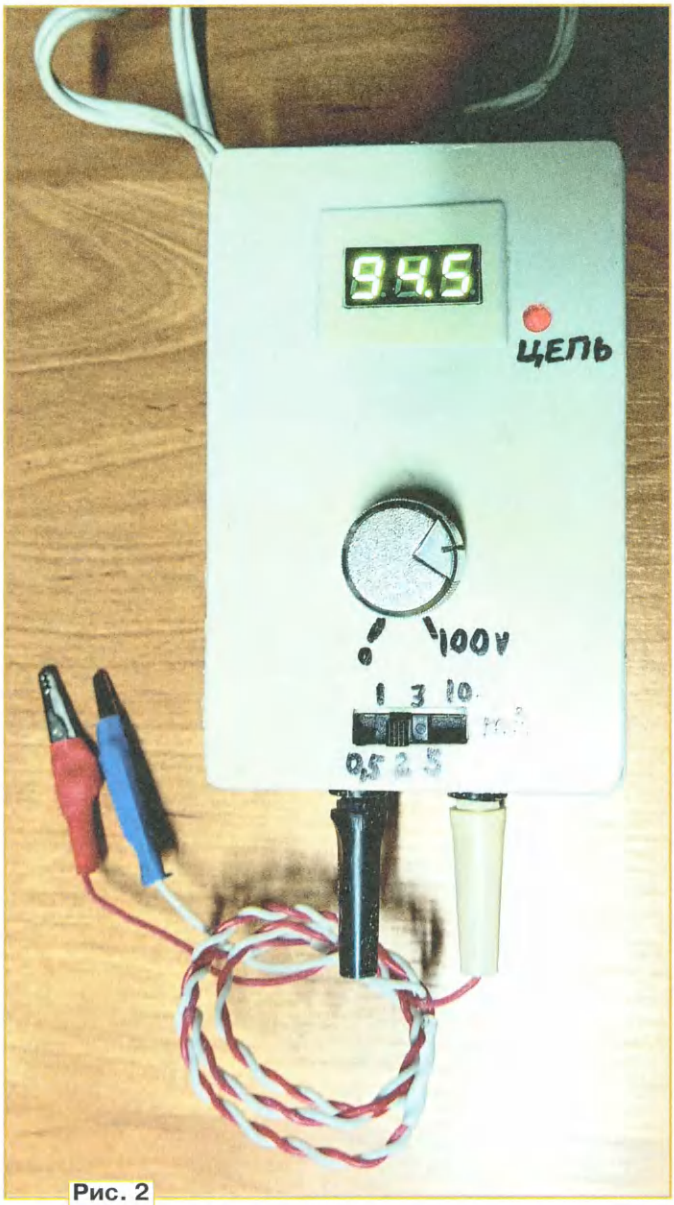


Рис. 2

Трансформатор — маломощный, например ТП121-1248Р, вторичная обмотка II с переменным напряжением 100...150 В, остальные вторичные обмотки с напряжением 10...15 В. Если приобрести его не удастся, можно подобрать другой, например, подойдёт трансформатор ТА5-127/220-50.

Вольтметр — DSN-DVM-368 с тремя выводами с интервалом измерения 0—120 В или аналог. При приобретении вольтметра необходимо убедиться, что он реально измеряет напряжение до 120 В, поскольку один такой, купленный мной, не индицировал напряжение более 33 В!

Элементы прибора размещены в пластмассовом корпусе подходящего размера. Печатная плата не разрабатывалась, был использован отрезок макетной платы. На **рис. 2** показан вариант готового прибора.

Внимание! В конструкции имеется высокое напряжение. При налаживании и проведении измерений следует соблюдать основные правила техники безопасности.

Релейно-трансформаторный стабилизатор переменного напряжения

С. БИРЮКОВ, г. Москва

В журнале "Радио" было опубликовано описание относительно несложного стабилизатора сетевого напряжения (Кравцов В. "Сетевой ступенчатый стабилизатор переменного напряжения" в "Радио", 2024, № 9, с. 27—29). В этой статье предлагается вариант более простого стабилизатора, не уступающего описанному по параметрам.

Основная идея построения ранее описанного стабилизатора — использование готового трансформатора с соотношением чисел витков двух вторичных обмоток 1:3, одна из которых (с меньшим числом витков) может включаться синфазно или противофазно с другой, что позволяет поддерживать выходное напряжение 230 В с точностью ±9 В (±4 %).

Можно вполне обойтись трансформатором, в котором соотношение чисел витков вторичных обмоток равно 1:2, например на напряжение 20 В и 40 В, и не использовать синфазное и противофазное включение обмоток. Это существенно упрощает устройство, в том числе позволяет использовать всего два реле с меньшим числом контактов. При этом, как показывают расчёты, точность поддержания выходного напряжения 230 В (это напряжение в настоящее время в соответствии с ГОСТ 21128-83 — номинальное для сети) равно ±12 В (±5 %).

Вначале рассмотрим возможные схемы включения такого трансформатора в стабилизаторе для работы в условиях снижения напряжения сети (повышение наблюдается крайне редко). При включении по схеме **рис. 1** сетевое напряжение постоянно подаётся на обмотку III трансформатора. При снижении напряжения сети от номинала вначале переключаются контакты реле K2.1, они подключают обмотку II к обмотке III синфазно, и к сетевому напряжению прибавляется напряжение на обмотке II.

При дальнейшем снижении напряжения контакты реле K2.1 возвращаются в исходное состояние, но переключаются контакты реле K1.1, они подключают синфазно обмотку I к обмотке III, и к сетевому напряжению прибавляется напряжение на обмотке I. Далее при снижении напряжения сети вновь переключаются контакты реле K2.1 и к сетевому напряжению прибавляется суммарное напряжение на обмотках I и II.

При включении по схеме **рис. 2** нагрузка постоянно подключена к обмотке III трансформатора. При снижении напряжения сети от номинала вначале переключаются контакты реле K2.1, они подключают обмотку II к обмотке III противофазно, что эквивалентно подаче сетевого напряжения на отвод обмотки III, и напряжение на нагрузке увеличивается.

При дальнейшем снижении напряжения сети контакты реле K2.1 возвращаются в исходное состояние, но переключаются контакты реле K1.1, они подключают обмотку I к обмотке III также противофазно, что ещё более увеличивает коэффициент передачи напряжения трансформатора и напряжение на нагрузке увеличивается. Далее при снижении напряжения сети вновь переключаются контакты реле K2.1 и

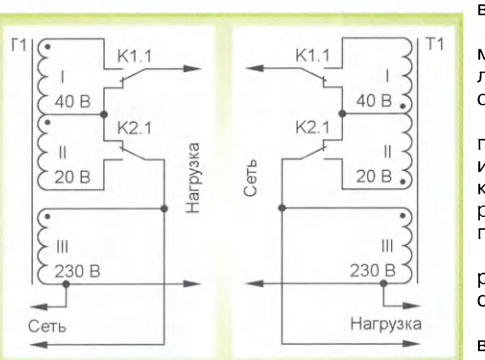


Рис. 1 Рис. 2

коэффициент передачи напряжения трансформатора ещё более увеличивается. Автор умышленно не применяет термин "коэффициент трансформации", поскольку под ним понимают отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной, т. е. обратную по отношению к более логичной величину.

В результате в устройстве по схеме рис. 2 при снижении напряжения сети напряжение на каждой из обмоток трансформатора и на нагрузке примерно сохраняется, колеблясь в ограниченных пределах. Примерно такое включение использовано в стабилизаторе [1].

Рассмотрим основные особенности приведённых вариантов включения.

Для трансформатора на рис. 1:

- напряжение на обмотках не стабилизировано;
- максимальный ток нагрузки определяется сечением провода обмоток I и II;
- при отсутствии нагрузки (основная ситуация при работе на холодильник) переключение контактов реле происходит в режиме холостого хода, и их износ является чисто механическим.

Для трансформатора на рис. 2:

- напряжение на каждой из обмоток стабилизировано, что позволяет использовать обмотки I и II в качестве стабильного источника переменного напряжения относительно небольшой величины;
- максимальный ток нагрузки меньше, чем для схемы рис. 1, на величину тока обмотки III, поскольку он также течёт через обмотки I и II;
- переключение контактов реле происходит всегда под индуктивной или активно-индуктивной нагрузкой, даже при работе стабилизатора на холостом ходу, что вызывает повышенную эрозию контактов.

Критерием выбора первого варианта для автора служили два последних различия.

Для того чтобы реле не срабатывали слишком часто при колебаниях напряжения сети около порогов переключения, необходим гистерезис на включение и выключение реле. Для определения необходимых порогов переключения реле и ширины петель гистерезиса построим графическую зависимость изменения выходного напряжения от входного. Для этого на листе миллиметровки размерами не менее 250×250 мм начертим координатные оси в масштабе 1 мм = 1 В и проведём из начала координат четыре прямые с тангенсами угла наклона, соответствующими включению трансформатора с напряжениями обмоток в соответствии с рис. 1, а именно 1, (230 + 20)/230 = 1,087, (230 + + 40)/230 = 1,174 и (230 + 60)/230 = = 1,261. Выделим участки этих прямых, находящиеся между горизонталями, соответствующими выходному напря-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

жению 215 В и 240 В. От точек пересечения линий и горизонтали 240 В опустим вертикальные прямые до пересечения с ближайшими наклонными линиями. От точек пересечения этих линий с горизонталью 215 В проведём вверх аналогичные прямые.

На **рис. 3** приведён в укрупнённом виде участок полученного графика. При изменении входного напряжения от 240 В до 215 В оба реле выключены, и выходное напряжение передаётся на выход без изменения (крайняя правая прямая). При снижении напряжения сети ниже 215 В переключаются контакты реле K2, коэффициент передачи возрастает до 1,087, а выходное напряжение скачком увеличивается до 234 В. При дальнейшем снижении напряжения сети примерно до 198 В выходное уменьшится до 215 В, контакты реле K2 установятся в исходное положение, переключатся контакты реле K1, выходное напряжение поднимется до 232 В. При снижении входного напряжения до 183 В снова переключатся контакты K2 и напряжение повысится до 231 В.

При повышении входного напряжения переключение происходит при достижении выходным напряжением уровня 240 В, при этом выходное снижается до 221...224 В.

Нетрудно видеть, что для повышения точности поддержания выходного напряжения, например до интервала 220...240 В, необходимо уменьшать ширину петель гистерезиса.

Несложно вывести формулу, позволяющую рассчитывать максимальное отклонение выходного напряжения ($U_{МАКС}$ и $U_{МИН}$) стабилизатора от среднего $U_{СР}$ в зависимости от ширины петли гистерезиса $U_{ГИСТ}$ для заданных значений коэффициентов передачи трансформатора K_1 и K_2:

$$U_{МАКС} - U_{СР} = U_{СР} - U_{МИН} = [(K_2 - K_1)U_{СР} + K_2K_1U_{ГИСТ}]/(K_2 + K_1).$$

При подстановке в эту формулу значений указанных выше коэффициентов передачи напряжения трансформатора с вторичными обмотками на 20 В и 40 В, а также приемлемой по результатам опытов ширины петли гистерезиса 5 В (меньшей, чем показано на рис. 3) получим максимальные отклонения выходного напряжения от среднего, равные 12 В, 11,5 В и 11 В, для петель гистерезиса, приведённых на графике рис. 3 справа налево. Максимальная относительная погрешность выходного напряжения равна при этом 12/230×100 = 5,2 %, что более чем достаточно.

Схема стабилизатора, в котором используется описанный выше порядок переключения реле, приведена на **рис. 4**.

Низковольтная часть устройства питается от AC/DC преобразователя A1 с выходным напряжением 12 В и максимальным током 300 мА, приобретённым в АлиЭкспрессе [2].

Сигналы на переключение реле формируют три компаратора, в качестве которых используются операционные усилители (ОУ) микросхемы DA2. Применение ОУ для этой цели удобно тем, что для них не надо устанавливать резисторы нагрузки, которые требуются для микросхем компараторов, выходы которых обычно выполняются с открытым коллектором. Гистерезис компараторов обеспечивается положительной обратной связью через резисторы R10—R12. Различие сопротивлений этих резисторов объясняется тем, что нижним плечом делителя напряжения положительной обратной связи является входное сопротивление цепочки R4—R8 со стороны движков подстроечных резисторов R5—R7, а оно меняется в зависимости от места подключения к этой цепочке.

Образцовые напряжения для компараторов DA2.1—DA2.3 формирует резистивный делитель R4—R8 из напряжения 9 В, стабилизированного микросхемой DA1. Образцовые напряжения приняты равными 0,036 от напряжений, соответствующих серединам петель гистерезиса на рис. 3, т. е. 6,72 В; 7,24 В и 7,85 В.

Постоянное напряжение, пропорциональное входному, формируется с помощью выпрямительного диода VD1

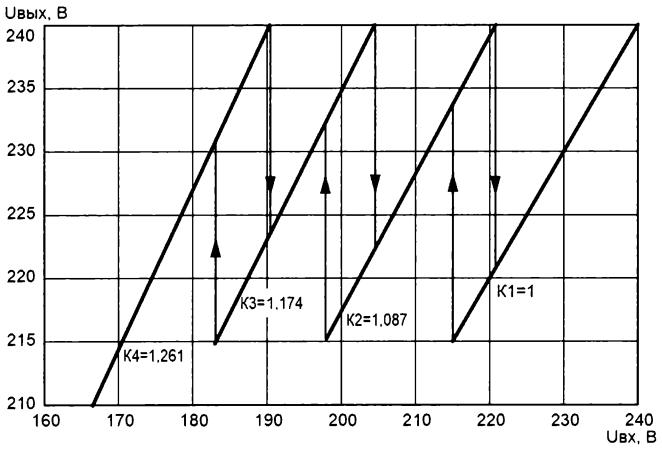


Рис. 3

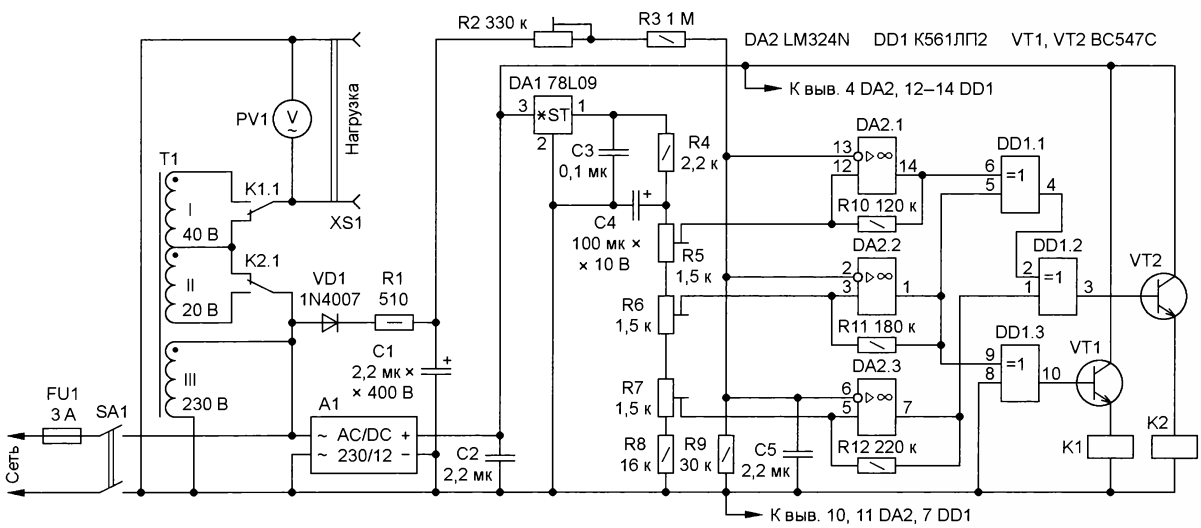


Рис. 4

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

и сглаживается конденсатором C1. На вторые входы всех компараторов поступает его часть, определяемая делителем R2R3R9. Логику работы устройства в целом иллюстрирует **таблица**.

$U_{вх}$, В	Состояние компараторов			Выходной код			Вкл. реле		K
	DA2.1	DA2.2	DA2.3	DD1.1	DD1.2	DD1.3	K2	K1	
>221	0	0	0	0	0	0	–	–	1
204...215	1	0	0	1	1	0	+	–	1,087
190...199	1	1	0	0	0	1	–	+	1,174
<184	1	1	1	0	1	1	+	+	1,26

После включения стабилизатора выключателем SA1 конденсатор C1 быстро заряжается, а напряжения на неинвертирующих входах компараторов повышаются относительно медленно из-за большой ёмкости конденсатора C4, поэтому в начальный момент времени реле не включаются, сетевое напряжение поступает на нагрузку без изменения.

При номинальном сетевом напряжении уровни на инвертирующих входах всех компараторов больше, чем на неинвертирующих, и на их выходах — лог. 0, оба реле отпущены. При снижении сетевого напряжения на выходах компараторов DA2.1, DA2.2 и DA2.3 поочерёдно появляются уровни лог. 1. Выходные сигналы компараторов простейшим преобразователем кода на элементах "Исключающее ИЛИ" DD1.1, DD1.2 и повторителе DD1.3 превращаются в двухразрядный управляющий код и через эмиттерные повторители на транзисторах VT1 и VT2 включают реле K1 и K2.

Повторитель DD1.3 необходим для повышения выходного напряжения верхнего уровня ОУ DA2.2 (оно примерно на 2 В ниже его напряжения питания) до 12 В для подачи на базу транзистора VT1. Управление обмоткой реле с выхода эмиттерного повторителя исключает необходимость установки резистивного делителя в цепи базы транзистора и диода, шунтирующего обмотку реле, но примерно на 1 В снижает подаваемое на обмотку напряжение.

Применение микросхемы "Исключающее ИЛИ" (см. также [3, 4]) позволяет существенно упростить формирование управляющих сигналов для реле,

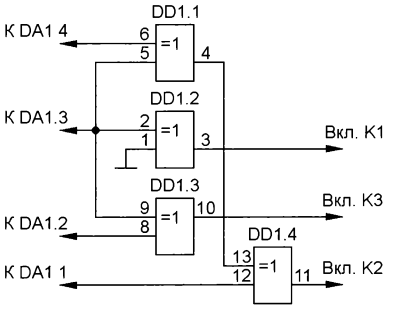


Рис. 5

например, в конструкции [1] она может заменить дешифратор и шифратор (**рис. 5**).

Если в сети, для которой предполагается использовать стабилизатор, часто проводятся сварочные работы, в ней возникают сильные колебания напряжения, которые приводят, если не принять специальных мер, к очень частым переключениям реле и быстрому износу контактов. Для борьбы с такими явлениями постоянную времени разрядки конденсатора C1 следует существенно увеличить, установив конденсатор C1 ёмкостью 10—22 мкФ. В результате при резком снижении входного напряжения переход на следующую ступень будет происходить примерно через 1...2 с и кратковременные провалы в выходном напряжении не будут вызывать переключения реле. В то же время постоянная времени зарядки C1 очень мала, и при повышении напряжения сети переключение происходит практически мгновенно.

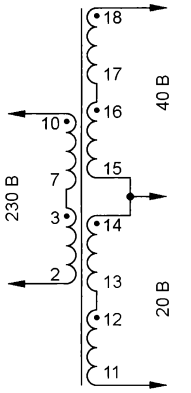


Рис. 6

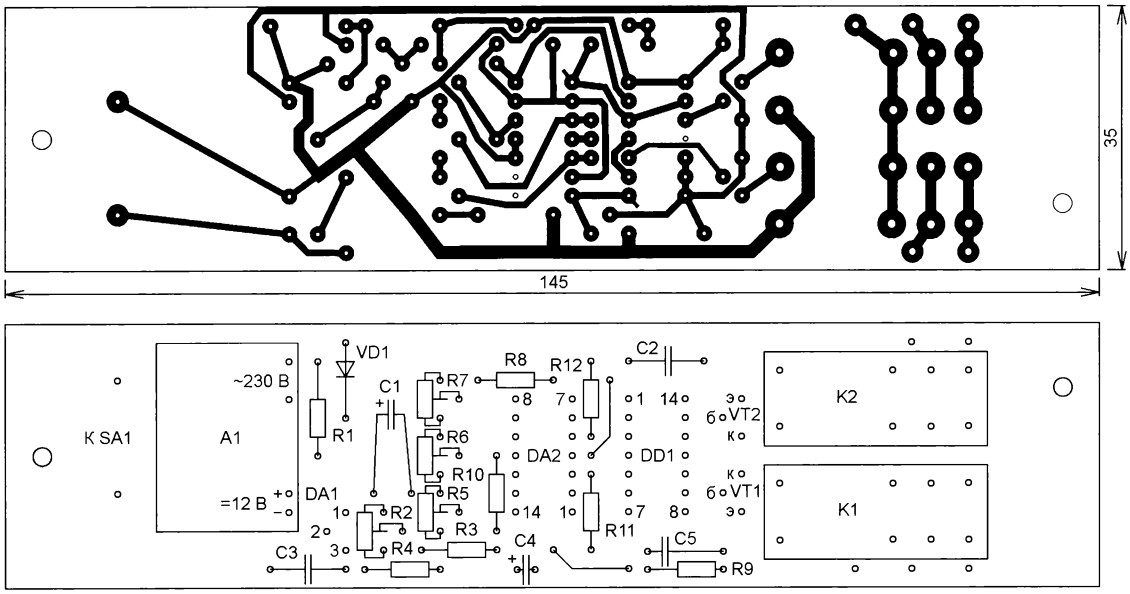


Рис. 7

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

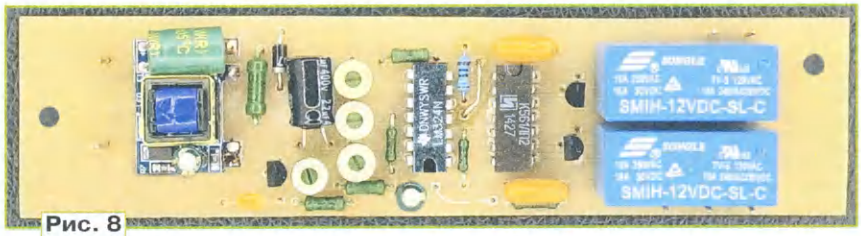


Рис. 8

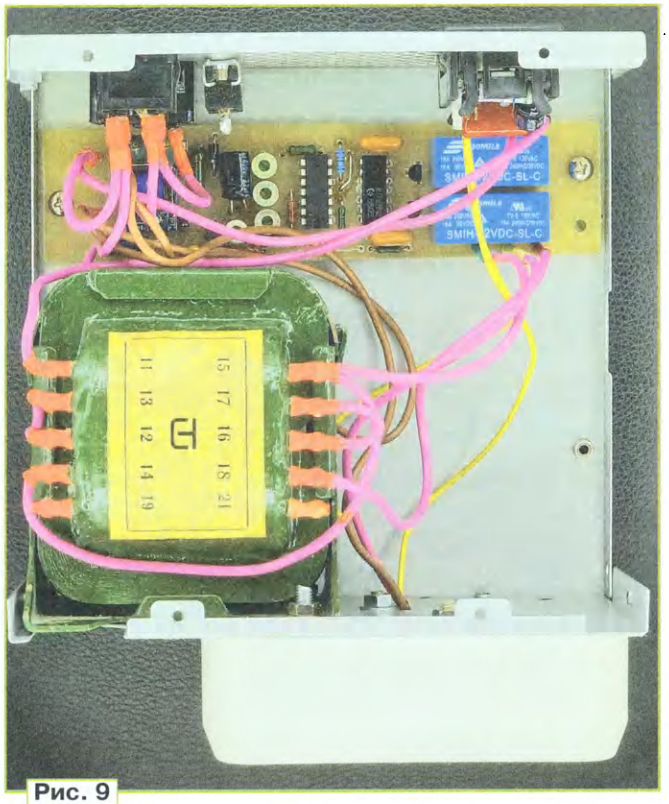


Рис. 9

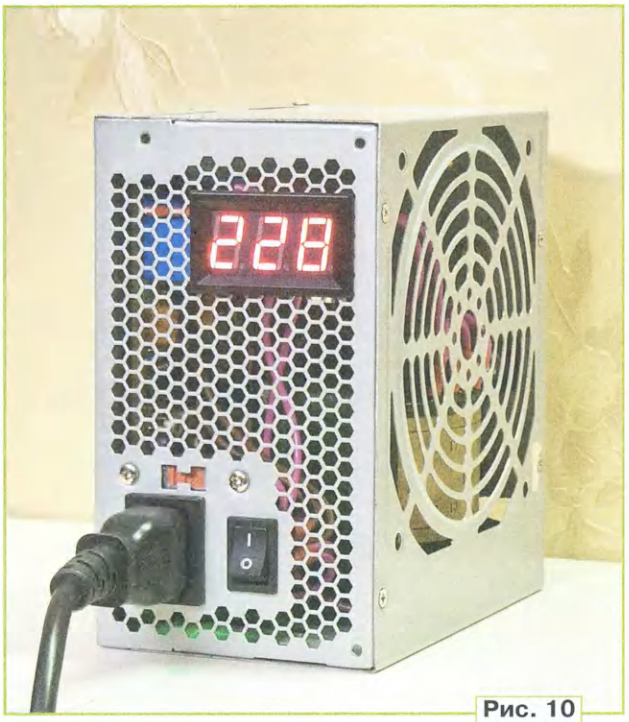


Рис. 10

билизатора корпуса от источника питания стационарного персонального компьютера. От него же использован разъём для подключения сетевого кабеля и выключатель SA1 (**рис. 9**). Цифровой вольтметр переменного напряжения PV1 — готовый импортный (АлиЭкспресс), интервал измерений — 70...500 В, погрешность — 1 %, габариты — 48×22×29 мм. Для подключения нагрузки установлена сдвоенная сетевая розетка для внешней проводки.

Общий вид стабилизатора приведён на **рис. 10**.

В устройстве использованы резисторы МТ и МЛТ и их импортные аналоги указанной на схеме мощности, подстроечные — СП3-19а, конденсаторы С1 и С4 — импортные аналоги К50-35, конденсаторы С2, С3 и С5 — КМ-6. Диод VD1 можно заменить на любой малогабаритный на номинальное напряжение не менее 800 В, транзисторы — на отечественные КТ342В, КТ3102Г, КТ3102Е. Микросхему К561ЛП2 можно заменить на CD4030A, LM324N — на К1401УД2. В последнем случае надо иметь в виду, что разводка выводов питания у микросхемы К1401УД2 зеркальна по отношению к LM324N, поэтому, не меняя рисунка печатной платы, корпус микросхемы следует развернуть на 180°.

На месте Т1 автор применил трансформатор ТПП281-220-50 [5], схема соединения его обмоток приведена на **рис. 6**. Вторичные обмотки использованного трансформатора рассчитаны на ток 1,1 А, чем определяется максимальная мощность нагрузки 230 × 1,1 = 253 Вт. Рекомендации по самостоятельной намотке трансформатора для получения большей выходной мощности приведены в [1, 3, 4].

В конструкции использованы реле SMIH-12VDC-SL-C с номинальным напряжением обмотки 12 В с одной группой контактов на переключение, сопротивление обмотки — 270 Ом, ток срабатывания — 30 мА. В справочных данных на это реле указано, что его контакты в разомкнутом состоянии могут выдерживать напряжение 240 В переменного тока. При резистивной нагрузке оно может коммутировать ток 16 А при напряжении переменного тока 125 В, а при резистивно-индуктивной (cos ϕ = 0,4) — 5 А при 125 В переменного тока. Можно рассчитывать, что при токе нагрузки около 1 А эти реле прослужат достаточно долго.

Большинство элементов стабилизатора смонтированы на печатной плате размерами 145×35 мм, чертёж платы и расположение деталей — на **рис. 7**, фотография собранной платы — на **рис. 8**. Для подключения внешних, по отношению к плате, цепей в неё впаяны штыревые контакты от разъёмов 2РМ, диаметр контактов — 1 мм. К подсоединяемым к ним проводам подпаяны гнёзда от таких же разъёмов. Размеры платы и расположение крепёжных отверстий определены использованием для оформления ста-

Налаживание стабилизатора нужно начать с автономной установки порогов переключения компараторов, для чего, не подключая плату к сети, надо подать на конденсатор С2 напряжение 12 В от лабораторного источника питания. Можно подать его и от преобразователя А1, но для исключения связи низковольтных цепей с питающей сетью следует не устанавливать диод VD1 или резистор R1, а печатный проводник, проходящий на схеме рис. 4 под А1, перерезать. Параллельно обмоткам реле К1 и К2 (или вместо обмоток) подключить по любому светодиоду с ограничительными резисторами сопротивлением около 2 кОм.

Следует установить движки резисторов R2, R5—R7 примерно в среднее положение, проверить наличие напряжения 9 В на конденсаторе С3. Выход регулируемого источника питания с максимальным напряжением 20...30 В через резистор 47 кОм подключить к конденсатору С и к нему же подключить вольтметр. Изменяя напряжение этого источника от нуля до 20 В и обратно по светодиодам, необходимо

подстроить резисторами R5—R7 пороги переключения компараторов, которые при понижении и повышении напряжения должны быть равны, соответственно, 6,63 В и 6,81 В — для DA2.3, 7,15 В и 7,33 В — для DA2.2, 7,76 В и 7,94 В — для DA2.1. Если ширина петли гистерезиса какого-либо компаратора заметно отличается от 0,18...0,22 В (это 5...6 В в масштабе напряжения сети), следует изменить сопротивление соответствующего резистора обратной связи (R10—R12), ширина петли гистерезиса обратно пропорциональна сопротивлению этих резисторов. Регулировки разных компараторов несколько взаимозависимы, поэтому описанные выше подстройки следует повторить.

После проведённого налаживания следует собрать стабилизатор полностью, подключить к нему нагрузку, например лампу накаливания мощностью 60—100 Вт и, используя лабораторный автотрансформатор, проверить зависимость выходного напряжения от входного, при необходимости подрегулировать интервал регулирования выходного напряжения резистором R2.

При эксплуатации стабилизатора этим резистором можно оперативно подстраивать интервал стабилизированного выходного напряжения, например установить его равным 205...230 В.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Кравцов В.** Сетевой ступенчатый стабилизатор переменного напряжения. — Радио, 2024, № 9, с. 27—29.

2. Преобразователь AC-DC 5 V, 700 mA, 12 V, 300 mA, 3,5 W. — URL: **https://sl.aliexpress.ru/p?key=tlNZGrl** (16.12.24).

3. **Бирюков С.** Релейно-трансформаторный стабилизатор переменного напряжения. — Схемотехника, 2003, № 7, с. 26—28.

4. **Бирюков С.** Симисторно-трансформаторный стабилизатор переменного напряжения. — Радио, 2018, № 2, с. 27—32.

5. **Сидоров И. Н., Мукосеев В. В., Христинин А. А.** Малогабаритные трансформаторы и дроссели. Справочник. — М.: Радио и связь, 1985.

Двухканальный предварительный усилитель-формирователь на основе двух ИУ AD623 и сдвоенного ОУ OPA2335 для УМЗЧ на мощных ОУ, включённых в мостовом режиме работы

А. КУЗЬМИНОВ, г. Москва

В статье описан двухканальный предварительный усилитель-формирователь, преобразующий два входных сигнала в соответствующие им дифференциальные (симметричные) сигналы, на основе двух инструментальных усилителей (ИУ) AD623 и сдвоенного ОУ OPA2335 с возможностью регулировки смещения (балансировки) между двумя дифференциальными выходными сигналами. По сравнению с предварительным усилителем на основе двух ИУ AD8295, описанным в статье автора "Усовершенствованный УМЗЧ на основе двух LM4780TA в мостовом включении" ("Радио", 2024, № 3, с. 25—32) и предназначенным для работы с мощными ОУ (LM3886 или его сдвоенного аналога LM4780), включёнными по мостовой схеме в УМЗЧ, предлагаемый усилитель-формирователь, по мнению автора, существенно дешевле, а по качеству не уступает предварительному усилителю на основе ИУ AD8295.

Для получения наименьшего коэффициента нелинейных искажений и малого шума (КНИ + шум) в УМЗЧ, собранном на основе мощных ОУ LM3886 или их сдвоенного аналога LM4780, включённых в мостовом режиме работы, требуется, чтобы оба ОУ для каждого из двух каналов были включены идентично как инвертирующие ОУ с коэффициентом усиления около 10. Поэтому на оба ОУ необходимо подать взаимно инверсные сигналы, т. е. в противофазе. Для этого требуется предварительный усилитель-формирователь, который преобразует стандартный звуковой сигнал (около ~0,3 В), снятый с источника звука (телефона, плеера или проигрывателя виниловых пластинок), в два взаимно инверсных сигнала и усиливает этот входной звуковой сигнал чуть более чем в два раза, чтобы получить выходную мощность каждого канала УМЗЧ до 40 Вт.

В [1] в таком двухканальном предварительном усилителе-формирователе были использованы два инструментальных усилителя (ИУ) AD8295, в состав каждого из которых входят собственно ИУ и два дополнительных ОУ, один из которых — стандартный ОУ, а второй ОУ, также стандартный, укомплектован двумя встроенными прецизионными резисторами (с допуском 0,1 %), включёнными так, чтобы на их основе мог быть собран инвертирующий ОУ с единичным коэффициентом усиления. Он был предназначен для получения противофазного сигнала. Второй ОУ, включённый как повторитель, использовался для подачи образцового напряжения, снятого с делителя напряжения питания (±5 В) на вход REF

ИУ для согласования и настройки напряжения смещения каждого канала мощных ОУ. Коэффициент усиления ИУ был равен 2,15. ИУ AD8295 показал хорошую работу, однако сегодня стоимость этой микросхемы весьма высокая. Поэтому автор задался вопросом: а нельзя ли собрать подобный предварительный усилитель-формирователь на основе менее дорогих компонентов? Забегая вперёд, можно отметить, что такая задача была решена, а стоимость компонентов такого предварительного усилителя-формирователя оказалась почти на порядок меньше. При этом качество его выходных сигналов было ничуть не хуже собранного на AD8295, а по некоторым параметрам даже лучше.

Упрощённая схема одного канала предварительного усилителя-формирователя (**рис. 1**) весьма проста. Входной сигнал (Uin) поступает на инвертирующий вход ИУ, его неинвертирующий вход соединён с общим проводом, а на вход образцового напряжения (REF) подаётся напряжение (Uref), снятое с движка подстроечного резистора R2, входящего в состав делителя (R1—R3) напряжения питания (±2,5 В). Выходное напряжение ИУ ($Uout_{ИУ}$) в этом случае, как известно, определяется следующей формулой:

$$Uout_{ИУ} = Uin \times Kиу + Uref, \quad (1)$$

где Киу — коэффициент усиления ИУ, а Uref — образцовое напряжение.

Это выходное напряжение поступает на инвертирующий вход ОУ через резистор R4, резистор R5 включён в цепь отрицательной обратной связи ОУ, а резистор R6, подключённый к неинвертирующему входу ОУ, соединён с общим проводом. Этот резистор, сопротивление которого равно параллельному соединению резисторов R4 и R5 (R6 = R4||R5), служит для устранения смещения ОУ. Такое включение ОУ, как известно, является классическим инвертирующим усилителем с коэффициентом усиления, равным $Koy = -R5/R4$. Если R4 = R5, то Koy = −1, и в этом случае выходное напряжение ОУ ($Uout_{ОУ}$) будет инверсным по отношению к напряжению на его входе, определяемому формулой (1):

$$Uout_{ОУ} = Uin \times Kиу - Uref. \quad (2)$$

Так получаются два выходных сигнала, инверсные по отношению друг к другу, а подстроечным резистором R2 можно регулировать напряжение смещения между ними.

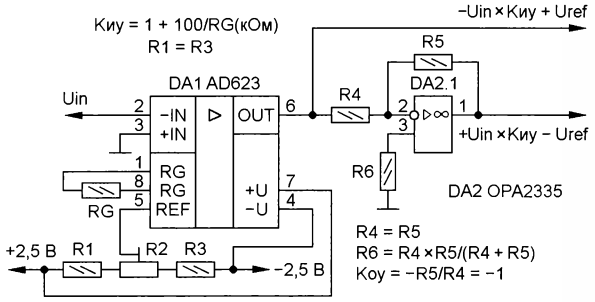


Рис. 1

ИУ AD623 несколько отличается от ИУ, входящего в состав AD8295, на основе которого сделан усилитель-формирователь, описанный в [1]. По частотным свойствам они приблизительно одинаковы: максимальная частота сигналов, воспроизводимых без искажений при единичном коэффициенте усиления, равна приблизительно 100 кГц. При коэффициенте усиления около двух эта частота чуть меньше — 60...70 кГц, что существенно больше максимальной частоты звукового диапазона — 20 кГц. По остальным параметрам ИУ AD623 и ИУ AD8295 также близки, кроме одного и очень существенного. Это входное сопротивление входа образцового напряжения — Uref. Входное сопротивление входа REF у ИУ AD623 — около 100 кОм, а у ИУ AD8295 оно в пять раз меньше — 20 кОм. Именно поэтому производитель AD8295 настоятельно рекомендует подключать между делителем R1—R3 повторитель напряжения на ОУ, т. е. движок подстроечного резистора R2 подключается ко входу Uref через повторитель напряжения на ОУ, входящий в состав AD8295, что и сделано в [1].

В нашем случае использовать ИУ AD623 в таком повторителе нет необходимости по следующим причинам. Во-первых, поскольку амплитуда выходных сигналов усилителя-формирователя не более 1 В, напряжения его питания снижены до ±2,5 В. Именно при таком питании приведены в технической документации, в частности, частотные свойства коэффициента усиления ИУ AD623. Во-вторых, в связи с таким низким напряжением питания сопротивления резисторов R1 и R3 могут быть снижены до 1 кОм, сопротивление резистора R2 — до 100 Ом и меньше. Таким образом, общее сопротивление делителя будет равно около 2 кОм, что в 50 раз меньше входного сопротивления входа REF — 100 кОм. В связи с этим использовать вышеуказанные повторители напряжения нет необходимости, что существенно упрощает всю конструкцию усилителя-формирователя.

Теперь по поводу коэффициента усиления ИУ. В [1] коэффициент усиления ИУ AD8295 был установлен около 2,15, точнее 2,149. В нашем случае коэффициент усиления ИУ AD623 определяется формулой Киу = 1 + 100/RG(кОм), где RG — резистор, подключённый к входам RG ИУ. При RG = 86,6 кОм Киу = 1 + 100/86,6 = 2,155 ≈ 2,16, т. е. приблизительно такой же, как и в [1]. Резистор сопротивлением 86,6 кОм с допуском 0,1 % легко доступен, поэтому он и был выбран. В связи с этим формулы (1) и (2) принимают вид:

$$Uout_{ИУ} = -Uin \times 2,16 + Uref, \quad (3)$$

$$Uout_{ОУ} = Uin \times 2,16 - Uref. \quad (4)$$

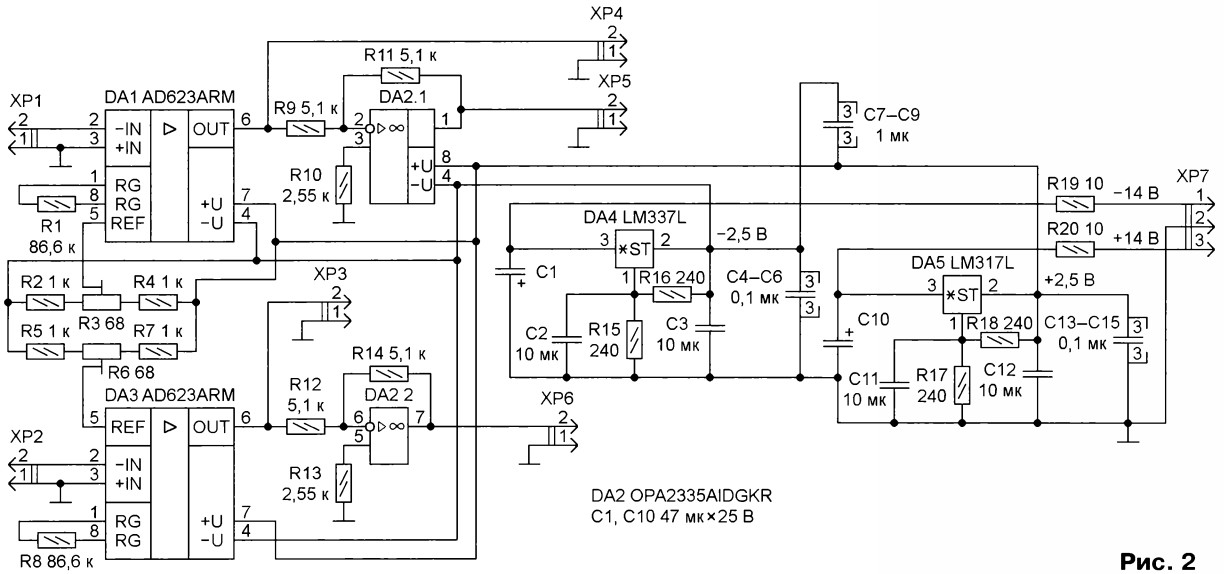


Рис. 2

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru
РАДИО № 2, 2025

Теперь по поводу ОУ OPA2335. Этот сдвоенный ОУ несколько отличается от ОУ, входящих в состав AD8295. Отличия следующие. Максимальная частота сигналов, воспроизводимых без искажений при единичном коэффициенте усиления, у ОУ OPA2335 — около 2 МГц, против 1 МГц у ОУ AD8295, или, другими словами, сигналы с частотой звукового диапазона (до 20 кГц) оба ОУ легко воспроизводят без искажений. А вот напряжение смещения у ОУ OPA2335 равно около 1 мкВ, против 120 мкВ у ОУ AD8295, т. е. его смещение на два порядка меньше, что придаёт усилителю-формирователю большую стабильность. Как указывалось выше, два прецизионных резистора сопротивлением по 20 кОм, входящих в состав AD8295, имеют допуск 0,1 %. Но в связи со сниженным напряжением питания в предлагаемом усилителе-формирователе использованы резисторы меньшего сопротивления с допуском 0,1 %. Такие резисторы также легко доступны. Что касается резистора R6, определяющего смещение ОУ, то его номинал должен быть в два раза меньше, а его погрешность может быть 1 %, поскольку смещение всё равно подстраивается резистором R2.

Схема устройства (**рис. 2**) не отличается особой сложностью. Оба входных сигнала поступают на плату с двухконтактных цанговых разъёмов PSLM-2 XP1 и XP2. Один сигнал поступает на инвертирующий вход первого ИУ DA1 (AD623), второй — на инвертирующий вход второго ОУ DA3 (AD623), которые включены в соответствии со схемой рис. 1. Неинвертирующие входы каждого ИУ соединены с общим проводом. Выходные сигналы каждого ИУ поступают на разъёмы XP4 и XP3 соответственно. Одновременно эти же сигналы

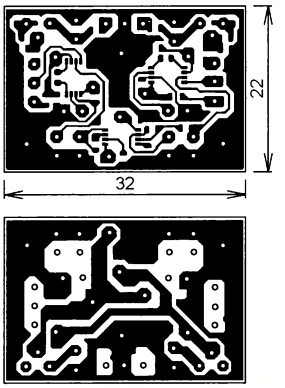
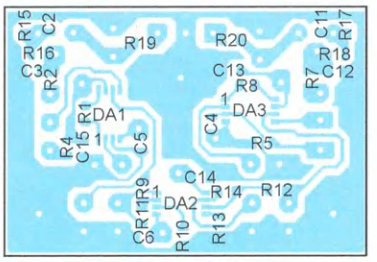


Рис. 3



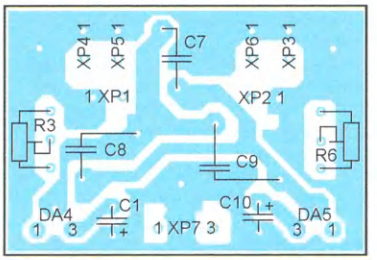


Рис. 4

подаются через резисторы R9 и R12 на инвертирующие входы ОУ OPA2335 (DA2). Резисторы R11 и R14 включены в отрицательную обратную связь ОУ, а резисторы R10 и R13 устраняют смещение ОУ. Проинвертированные выходные сигналы ОУ поступают соответственно на разъёмы XP5 и XP6. Делители напряжения питания R2—R4 и R5—R7 предназначены для формирования двух образцовых напряжений, которые подаются на входы REF ИУ DA1 и DA3. Конденсаторы C4—C9, C13—C15 — блокировочные. Конденсаторы C4—C6, C13—C15 — для поверхностного монтажа, а C7—C9 — выводные. Эти конденсаторы, помимо своей функции блокировочных, передают напряжение питания и общий провод с одного слоя платы на другой.

Стабилизированное напряжение питания на плату — ±14 В и общий провод поступает с трёхконтактного цангового разъёма XP7 (PSLM-3). Для получения стабилизированных напряжений ±2,5 В использованы стабилизаторы с регулируемым напряжением: плюсовой — DA5 (LM317L) и минусовой — DA4 (LM337L) полярности. Выходное напряжение плюсовой полярности для LM317L определяется формулой Uout+ = 1,25(R17/R18), напряжение минусовой полярности для LM337L — формулой Uout– = –1,25(R15/R16). При R15 = R16 = R17 = R18 = 240 Ом, как нетрудно подсчитать, выходные напряжения стабилизаторов равны: Uout+ = 1,25(1+1) = 2,5 В, Uout- = = –1,25(1+1) = 2,5 В. Этими напряжениями питаются все три микросхемы усилителя-формирователя. Резисторы R19 и R20 совместно с конденсаторами C1 и C10 образуют RC НЧ-фильтры, снижающие пульсации входных напряжений. Конденсаторы C11, C12 и C2, C3 — блокировочные.

Все керамические конденсаторы и постоянные резисторы — для поверхностного монтажа, кроме R1 и R8, имеют типоразмер 0603, типоразмер R1 и R8 — 0402, поскольку резисторов типоразмера 0603 с допуском 0,1 % автору найти не удалось. Конденсаторы C7—C9 — керамические выводные. Оксидные конденсаторы C10, C1 — низкоимпедансные (Low Imp). Подстроечные резисторы R3 и R6 — 3266Y. Все три микросхемы — в корпусе MSOP-8. Стабилизаторы LM317L и LM337L — в корпусе TO-92.

Разводка платы устройства сделана автором с помощью программы Sprint LayOut 6.0. Файл разводки в формате *.lay6 приведён в дополнительных материалах к статье на сайте журнала.

Устройство собрано на плате из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертёж платы показан на **рис. 3**, размещение

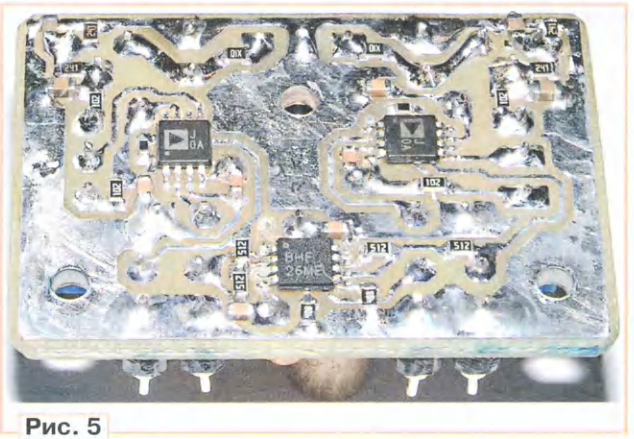
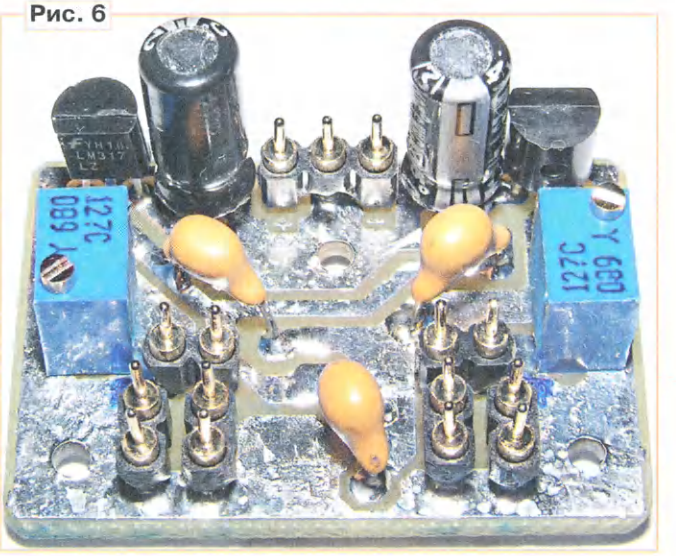


Рис. 5

Рис. 6



элементов в увеличенном масштабе — на **рис. 4**. Фотографии собранной платы приведены на **рис. 5**, **рис. 6**. Размеры платы (22 × 32 мм), по сравнению с платой, описанной в [1] (19 × 32 мм), изменились незначительно. На одной стороне платы размещены выводные элементы — все разъёмы, стабилизато-

ры напряжения DA4, DA5, оксидные конденсаторы C1, C10, керамические конденсаторы C7—C9 и подстроечные резисторы R3, R6. Выводы выводных компонентов пропаивают с двух сторон платы. Это позволяет отказаться от металлизации отверстий, которая в домашних условиях достаточно проблематична, а потому неприемлема.

Плата имеет три крепёжных отверстия, через которые её привинчивают к днищу корпуса УМЗЧ винтами и гайками с резьбой M2 с использованием пластиковых шестигранных стоек высотой 5 мм. Такое расположение крепёжных отверстий придаёт плате достаточную жёсткость, что требуется при подключении к ней ответных разъёмов и налаживании, когда отвёрткой вращают шлицы подстроечных резисторов. На плате, описанной в [1], просверлены только

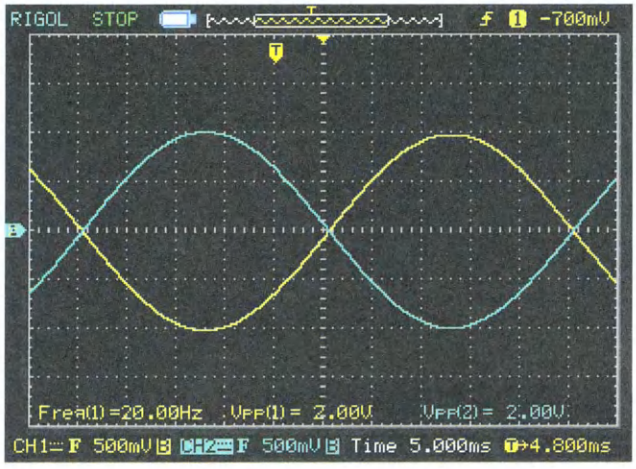


Рис. 7

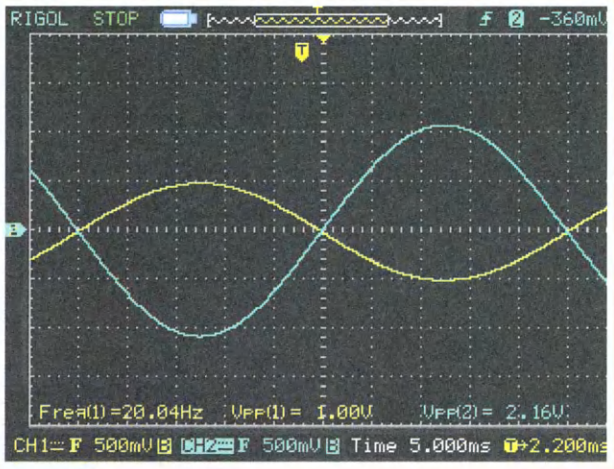


Рис. 10

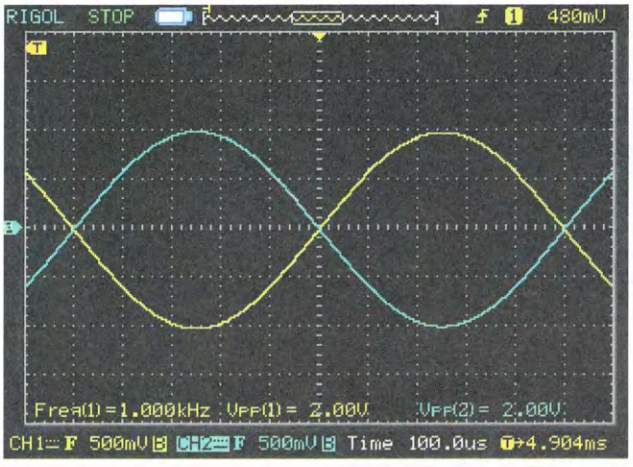


Рис. 8

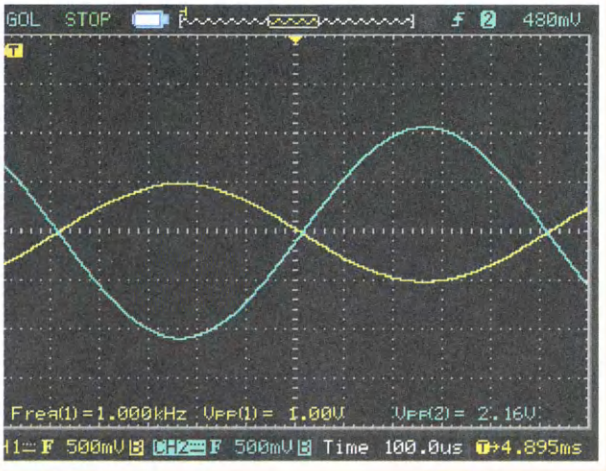


Рис. 11

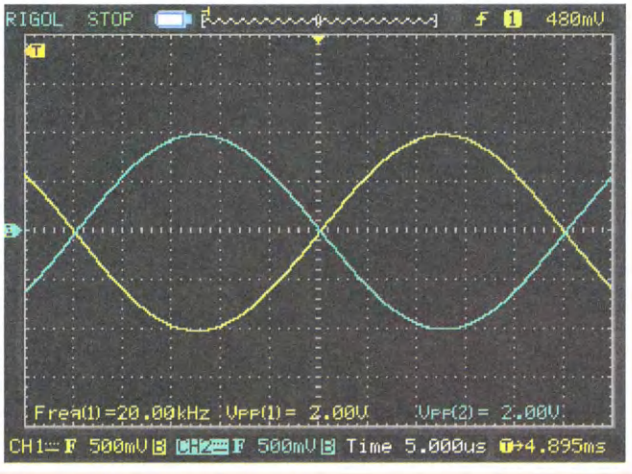


Рис. 9

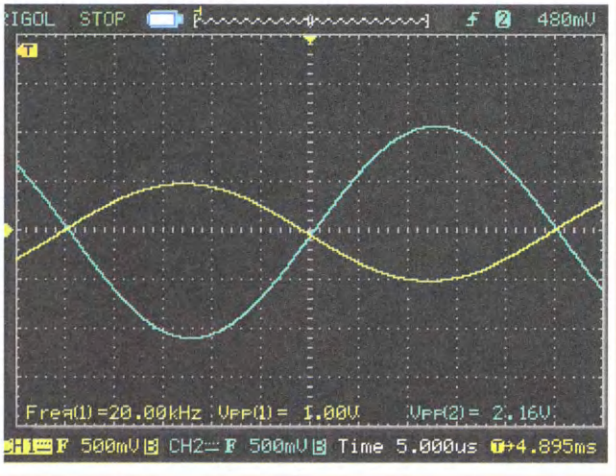


Рис. 12

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

два крепёжных отверстия по диагонали, и при подключении разъёмов плату приходилось придерживать рукой, чтобы она не прогнулась. Предлагаемую плату придерживать рукой уже не требуется.

Налаживают усилитель-формирователь в два этапа. Первый этап — для тестирования самого устройства, второй — для настройки нулевого смещения между двумя выходами мощных ОУ в составе УМЗЧ.

Первый этап заключается в следующем.

Вначале настраивают напряжение смещения одного канала. Для этого проводят следующую процедуру.

К трёхконтактному разъёму (XP7, рис. 2) подключают ответный разъём SIP-3 кабеля, который своим вторым концом подключают к клеммам двухполярного стабилизированного источника питания (ИП) с выходными напряжениями ±14 В и с выходными токами каждой полярности не менее 50 мА. Для этого автор использовал стабилизированный регулируемый ИП, описанный в [2]. На два входных двухконтактных разъёма (XP1 и XP2) надевают джамперы (перемычки), другими словами, оба входных контакта разъёмов соединяют с общим проводом. К выходным двухконтактным разъёмам одного канала (XP4 и XP5) подключают два разъёма SIP-2 одного конца двух коаксиальных кабелей так, чтобы их экраны были подключены к общему проводу — первые контакты разъёмов XP4 и XP5, а внутренние жилы были подключены к выходным контактам — вторым контактам этих разъёмов. Экраны вторых концов кабелей объединяют, а к двум внутренним жилам подключают цифровой вольтметр (мультиметр) так, чтобы минусовый вывод мультиметра соединялся с контактом 2 разъёма XP4, а плюсовой — с контактом 2 разъёма XP5. Далее ИП и мультиметр включают, и отвёрткой, желательно с керамическим наконечником, регулируют напряжение между этими двумя выходами с помощью подстроечного резистора R3. Необходимо установить это напряжение в районе +1 мВ, чтобы не было перекрытия между двумя каналами. Многооборотные подстроечные резисторы позволяют настроить это напряжение с точностью до 0,1 мВ. После настройки питание ИП выключают и от кабеля отключают мультиметр. На этом налаживание первого канала заканчивается. Смещение второго канала налаживают аналогично.

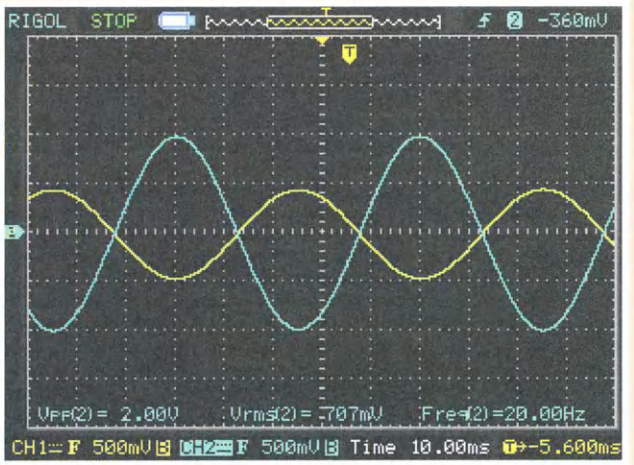


Рис. 13

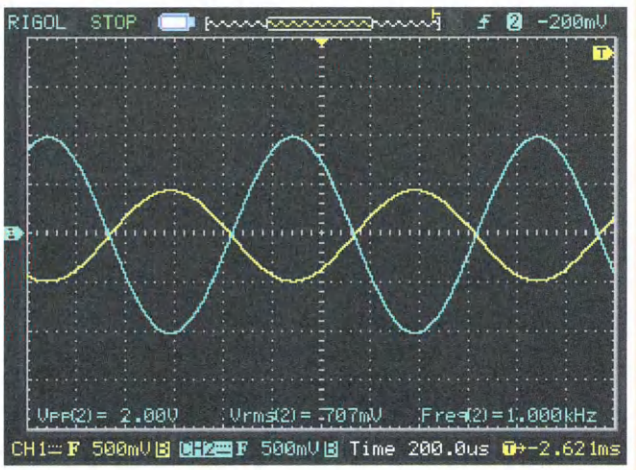


Рис. 14

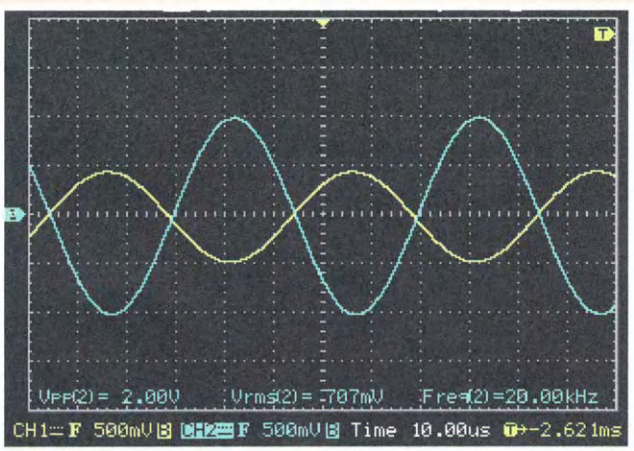


Рис. 15

После этого плату подготавливают к тестированию. Вначале тестируют первый канал. Для этого джампер с разъёма XP1 снимают и к этому разъёму ответным разъёмом SIP-2 подключают коаксиальный кабель, который своим вторым концом подключают к выходному разъёму генератора синусоидальных сигналов звуковой частоты. Можно использовать любой НЧ-генератор звуковых частот. Автор использовал генератор, описанный в [3]. Ко вторым концам вышеуказанных кабелей, подключённым к разъёмам XP4 и XP5, подключают щупы двухканального осциллографа, желательно цифрового, входы которого должны быть открытыми. В цифровом осциллографе необходимо выбрать опцию DC. Далее питание генератора включают, устанавливают необходимую частоту (20 Гц, 1 кГц и 20 кГц или иную) и необходимую амплитуду сигнала (до 1 В). После этого включают ИП и наблюдают на осциллографе оба выходных сигнала. Они должны быть строго в противофазе.

Далее необходимо проверить коэффициент усиления, который должен быть чуть более двух, точнее 2,16. Для этого выходной сигнал с генератора подключают к одному каналу осциллографа, а выходной сигнал устройства — ко второму. Здесь необходимо отметить, что все переключения кабелей и щупов осциллографа необходимо производить при выключенном питании.

После этого необходимо проверить синусоидальность выходных сигналов усилителя-формирователя. Если цифровой осциллограф имеет возможность измерять действующее значение выходного напряжения Urms, то оно должно быть в корень из двух раз меньше его амплитудного значения (Uamp), т. е. Urms должно быть равно около 0,707 от Uamp, если сигнал синусоидален. Если цифрового осциллографа нет, выходной сигнал можно наблюдать чисто визуально. Такой способ также не лишён смысла, поскольку даже незначительные отклонения формы сигнала от синусоидальной довольно легко заметны на глаз.

Второй канал тестируют аналогично.

На втором этапе необходимо настроить смещение каждого канала УМЗЧ. Для этого усилитель-формирователь подключают к входам мощных ОУ в составе УМЗЧ. К их выходам подключают два мощных резистора (мощностью не менее 40 Вт) сопротивлением около 4 Ом (автор использовал сороковатт-

ные резисторы номиналом 3,9 Ом). Входы усилителя-формирователя соединяют с общим проводом — на них надевают джамперы, а к резисторам подключают цифровой вольтметр или мультиметр. Далее включают питание ИП УМЗЧ (автор использовал ИП, описанный в [4]) и, вращая шлиц подстроечных резисторов усилителя-формирователя отвёрткой, желательно с керамическим наконечником, добиваются показаний мультиметра в районе +1 мВ, чтобы не было перекрытия сигналов двух каналов. Так настраивают смещение обоих каналов УМЗЧ.

Проверка работы устройства проводилась на трёх частотах: 20 Гц, 1 кГц и 20 кГц.

Осциллограммы двух выходных сигналов первого канала устройства показали, что на всех трёх частотах сигналы взаимно инверсны и равны по размаху (Vpp(1)=2.00V, Vpp(2)=2.00V), т. е. не отличаются по амплитуде (**рис. 7—рис. 9**). Аналогичный результат показало тестирование второго сигнала канала. Второй канал показал аналогичный результат.

Осциллограммы входного сигнала и одного из сигналов первого канала показали, что при входном сигнале размахом в 1 В размах выходного сигнала (первого из двух) равен 2,16 В (Vpp(1)=1.00V, Vpp(2)=2.16V), или, другими словами, коэффициент усиления не меняется на всех трёх частотах и равен 2,16 (**рис. 10—рис. 12**). Второй сигнал первого канала показал аналогичный результат. Второй канал показал также аналогичный результат.

Осциллограммы входного сигнала и одного из двух выходных сигналов канала (**рис. 13—рис. 15**) показали, что при размахе выходного сигнала в 2 В (Vpp(2)=2.00V), т. е. при его амплитуде в 1 В, действующее значение сигнала составляет 707 мВ или 0,707 В (Vrms(2)=707mV), что доказывает синусоидальность выходного сигнала. Второй выходной сигнал первого канала показал аналогичный результат. Оба сигнала второго канала показали аналогичный результат.

Применение двух ИУ AD623 совместно со сдвоенным ОУ OPA2335 позволило сконструировать предварительный усилитель-формирователь, который по своим показателям ничуть не хуже аналогичного, применённого в [1] и собранного на основе двух ИУ AD8292. Подобное устройство также может найти применение в преобразователях несимметричного сигнала в симметричный, как правило, использующихся в длинных линиях связи микрофонов и других устройств с усилителями звукового сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Кузьминов А.** Усовершенствованный УМЗЧ на основе двух LM4780TA в мостовом включении. — Радио, 2024, № 3, с. 25—32; № 4, с. 14—22.

2. **Кузьминов А.** Необычное использование аудиоусилителя LM1875T. — Радио, 2021, № 10, с. 34—42.

3. **Кузьминов А.** НЧ-генератор синусоидальных сигналов на базе DDS AD9837A, микроконтроллера EFM8SB10 и цветного дисплея 0,96" с батарейным питанием. — Радио, 2023, № 8, с. 37—43; № 9, с. 22—32.

4. **Кузьминов А.** Усовершенствованный стабилизированный источник питания на ОУ и мощном полевом/IGBT транзисторе с токовой защитой и низким уровнем пульсаций. — Радио, 2024, № 10, с. 14—22.

От редакции. *Чертёж печатной платы в формате *.lay6 находится по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/pred_usil.zip*** *на нашем ftp-сервере.*

Термометр-гигрометр-барометр для сауны

А. ГЕТТЕ, г. Рязань

Этот прибор разработан для контроля температуры и влажности в парной, а также позволяет контролировать температуру, влажность и атмосферное давление в предбаннике. При подготовке бани (топка печи, электрический про-

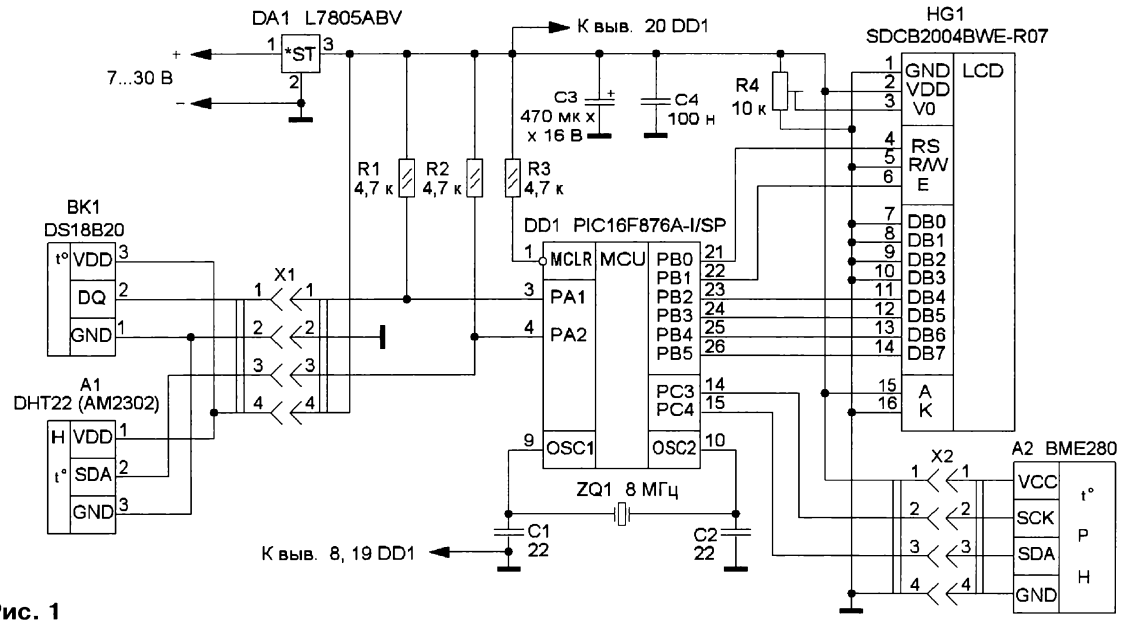


Рис. 1

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

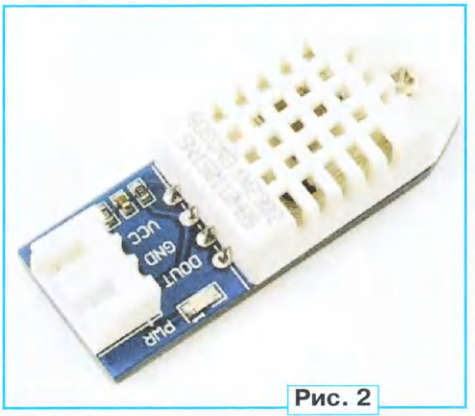


Рис. 2

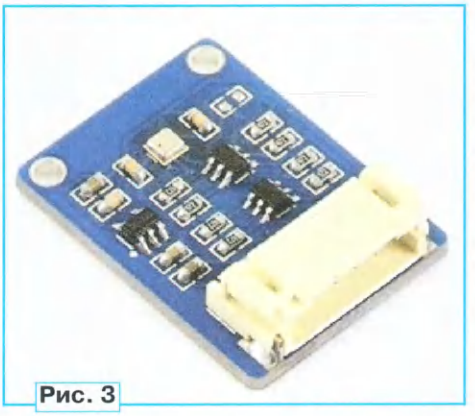


Рис. 3

Рис. 4

Рис. 5

Рис. 6

Рис. 7

грев) необходимо контролировать температуру в парной, чтобы при достижении комфортной температуры (тут у каждого свои предпочтения) остановить подогрев. При этом приходится открывать парную, чтобы посмотреть на настенный термометр, что не очень удобно, к тому же при этом уходит тепло. Так же и температура в предбаннике (тут тоже у каждого свои предпочтения) должна быть примерно 15...17 °С, так комфортнее, когда выходишь из парной. Ну, а для метеочувствительных людей прибор выводит на дисплей дополнительную информацию об атмосферном давлении и влажности в предбаннике.

Схема прибора показана на **рис. 1**. Его основа — микроконтроллер DD1 (PIC16F876A-I/SP), тактовая частота стабилизирована кварцевым резонатором ZQ1 (HC-49S). Прибор содержит датчик температуры BK1 (DS18B20), датчик влажности и температуры A1 DHT22(AM2302) (**рис. 2**) и датчик температуры, влажности и атмосферного давления A2 (BME280) (**рис. 3**), ЖКИ HG1 (SDCB2004BWE-R07) 20×4 символьный англо-русский с подсветкой. Напряжение питания 5 В стабилизировано стабилизатором напряжения на микросхеме DA1 (L7805ABV).

Основные технические характеристики

Датчик температуры DS18B20

Минимальная измеряемая температура, °С ..... –55

Максимальная измеряемая температура, °С ..... +125

Погрешность измерения температуры, % ..... ±0,5

Датчик DHT22

Измеряемая температура, °С ..... –40...+80

Погрешность измерения

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

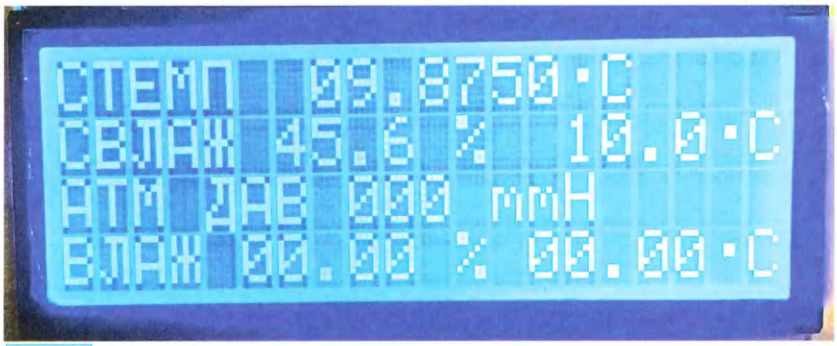


Рис. 8

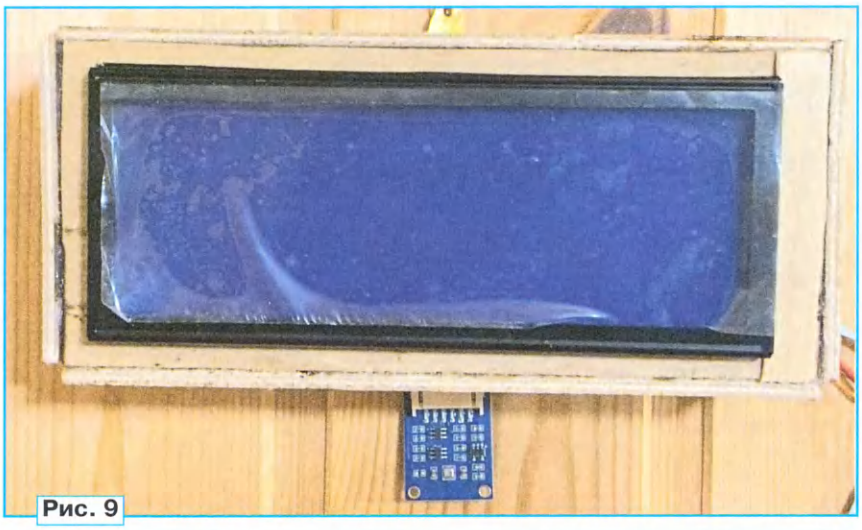


Рис. 9

температуры, % . . . . . .±0,5
Интервал измерения влажности, % . . . . . .0...99,9
Погрешность измерения влажности, % . . . . . .±2

Датчик BME280

Измеряемая температура, °С . . . . . .–40...+85
Погрешность измерения температуры, % . . . . . .±1
Интервал измерения влажности, % . . . . . .0...100
Погрешность измерения влажности, % . . . . . .±3
Интервал измерения атмосферного давления, гПа . . . . . .300...1100
Погрешность измерения атмосферного давления, гПа . . . .±1

Для контроля температуры в парной выбран датчик DS18B20, информация о температуре выводится на ЖКИ в верхней строке (**рис. 4**). В случаях неисправности или ошибки соединения в этой строке выводится информация об ошибке данного датчика, при этом оставшиеся датчики будут корректно отображаться каждый в своей строке (**рис. 5**). Чтобы было понятно, что в верхней строе выводится информация о температуре в сауне, она сопровождается надписью "СТЕМП".

Для контроля влажности в парной выбран датчик DHT22, информация о влажности и температуре с этого датчика выводится во второй строке ЖКИ. Эксперименты с этим датчиком показали, что он способен измерять температуру выше заявленной. Цифровой код перестаёт обновляться при температуре +124,7 °С. Программа скорректирована с учётом максимальных возможностей датчика, она отображается во всём интервале измерений влажности датчика DHT22. Так же в случае неисправности датчика или плохом соединении во второй строке дисплея вместо данных о влажности и температуре будет выводиться сообщение об ошибке (**рис. 6**). Чтобы было понимание, что строка информирует о датчике, находящемся в сауне, на ЖКИ присутствует надпись "СВЛАЖ".

В третьей и четвёртой строках ЖКИ с датчика BME280 выводится информация об атмосферном давлении, температуре и влажности в предбаннике. В случае нарушения соединения или неисправности выводится сообщение об ошибке (**рис. 7**), и показания давления, влажности и температуры будут обнулены (**рис. 8**).

Сам прибор расположен в предбаннике на стене (**рис. 9**), датчик BME280 расположен вплотную под прибором, датчики DS18B20, DHT22 находятся в парной и соединены с прибором простыми монтажными проводами длиной 4 м.

Программа для микроконтроллера PIC16F876A-I/SP собрана по частям на просторах Интернета и скомпилирована в среде MPLAB X IDE XC8 (V2.00). Для его прошивки был использован программатор PICkit-2. Для микроконтроллера должна быть предусмотрена панель, в которую его вставляют уже запрограммированным.

При подключении датчика BME280 такого типа, как показано на рис. 3, вывод ADDR/MISO надо соединить с выводом GND, а вывод CS соединить с выводом VDD. Конденсаторы С1 и С2 — К10-17, КД-1, С4 — плёночный или керамический, С3 — К50-35 или импортный, подстроечный резистор — СП3-19 или импортный, остальные резисторы — МЛТ, С2-33. Разъёмы для датчиков и питания прибора можно использовать по своему усмотрению.

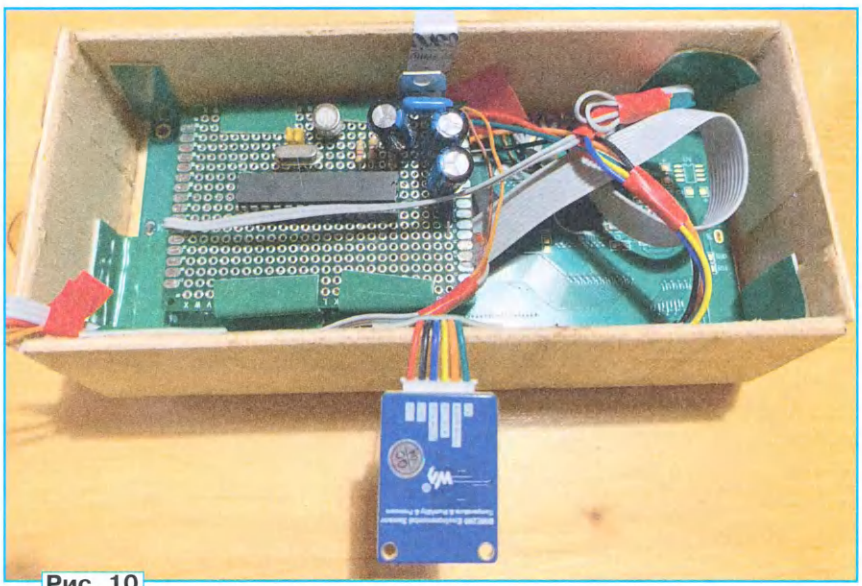


Рис. 10

Потребляемый прибором ток — около 50 мА. Его можно питать напряжением 7...30 В. В моём случае освещение в парной и душевой в целях безопасности запитано от преобразователя с выходным напряжением 12 В. Питание на прибор поступает через развязывающий диод (например, 1N4001) и сглаживающий конденсатор ёмкостью несколько сотен микрофарад.

В связи с занятостью и нехваткой свободного времени прибор сделан на скорую руку на макетной плате, корпус сделан (вырезан) из фанеры по размеру ЖКИ и склеен клеем "Момент-кристалл" (**рис. 10**).

Конструкция прибора очень проста, он содержит немного деталей, не требует налаживания, и, если всё собрано правильно, он сразу заработает. Поэтому его можно назвать конструкцией выходного дня.

От редакции. *Файлы для программирования микроконтроллера находятся по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/pribor.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

МОДУЛЬНАЯ РЕКЛАМА

Разработка программ для микроконтроллеров STM32, ATmega и других на заказ:

Сбор данных, передача на сервер, управление, свет, звук, CAN и LIN, генерация сигналов, измерения и т. д.

E-mail: micro51@mail.ru

т. +7-912-619-5167

Устройство бережного пуска электроинструмента

А. ВАСИЛЬЕВ, г. Санкт-Петербург

В статье предложено простое устройство плавного пуска электроинструмента с коллекторным двигателем мощностью до 2,5 кВт, отличающееся от существующих малыми затратами в изготовлении при совмещении всех необходимых функций и тепловой защитой без прерывания работы на основной скорости.

Плавный пуск электроинструмента предотвращает ускоренный износ коллекторного узла электродвигателя и ударные нагрузки на редуктор, что позволяет существенно увеличить срок службы инструмента, максимально сократить число дорогих ремонтов, как правило, по замене щёток коллекторного узла. На современном рынке наблюдается изобилие пусковых устройств серийного изготовления для различных нагрузок [1—3]. Имеется также множество любительских схем и устройств. В то же время для наиболее распространённого ручного электроинструмента, можно сказать, отсутствуют удобные в эксплуатации устройства, совмещающие все необходимые в работе функции:

Рис. 1

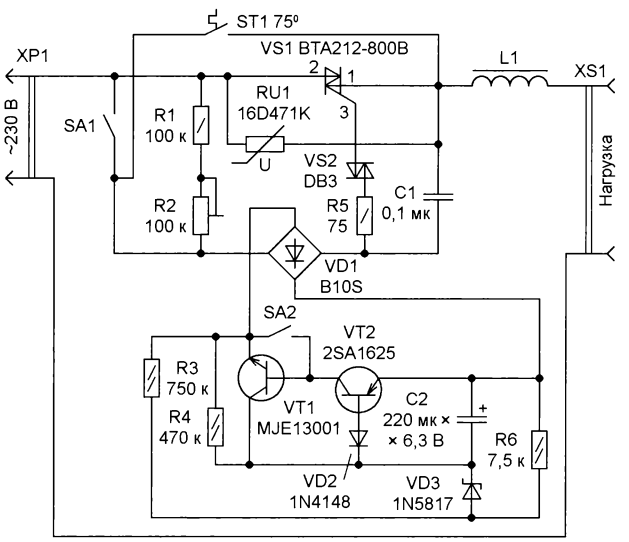


Рис. 2

плавный пуск, быстрый переход на пониженную скорость (с возможностью подстройки) и защита регулирующего модуля от перегрева без существенного увеличения его габаритов, без принудительной вентиляции и без прерывания работы инструмента. Имеет место также задача оптимизации такого устройства по затратам на его изготовление и по конкретным условиям эксплуатации.

Например, широко известные миниатюрные модули [1, 2] (KRRQ12A и др.) можно встраивать в электроинструмент или в переходную розетку. Однако они не имеют тепловой защиты и в основной своей массе не обеспечивают подстройку частоты вращения двигателя, не имеют даже выводов для подключения подстроечного резистора. Другие устройства сложны в изготовлении, имеют большую стоимость и, как правило, требуют перерыва в работе для охлаждения главного элемента — симистора. Здесь не представляется возможным, да и нет смысла делать критический обзор основных решений и типовых конструкций. Думается, каждый читатель может самостоятельно и с интересом сделать это и сравнить представленное ниже устройство с известными.

Задача разработки полнофункционального и наиболее простого в изготовлении устройства мягкого пуска эпизодически решалась автором по пути совершенствования простейшей базовой схемы с одним транзистором, увиденной в Интернете. Через некоторое время были найдены новые высоковольтные транзисторы и разные решения по поставленной задаче. Были изготовлены некоторые опытные конструкции, в различных стандартных разветвителях, проводились многочисленные испытания. Теперь пришло время представить три наиболее рациональные, на взгляд автора, конструкции.

Для широко распространённых "болгарок" (УШМ) и других инструментов видится рациональным иметь одну специальную розетку для нескольких инструментов или по одной розетке для каждого работника с несколькими инструментами в условиях типовой мастерской. Обычную стандартную розетку, даже сдвоенную, можно закрепить, например, на соединительной коробке небольшого размера, в которой легко разместить все элементы устройства, обеспечивающие не только мягкий пуск, но и возможность подстройки рабочей скорости инструмента и тепловую защиту симистора.

Общий вид такой переходной розетки для удлинителя показан на **рис. 1**.

Переключатель рабочей скорости инструмента имеет подсветку и показывает тем самым наличие напряжения в розетке в основном режиме работы на максимальной скорости. Установка пониженной скорости осуществляется подстроечным резистором.

Схема устройства, изображённая на **рис. 2**, имеет две типовые функциональные части: силовую часть с фазовым управлением симистора и узел формирования пусковой характеристики.

Поскольку само фазовое управление выполнено по типовой схеме, то здесь надо остановиться лишь на пояснении добавленных элементов. Дроссель L1 необходим ввиду того, что в каждом современном электроинструменте имеется фильтрующий конденсатор, который создаёт разрушающий для симистора импульс тока. Вместо типовой

Рис. 3

Рис. 4

демпфирующей RC-цепи (снаббер) использован варистор небольшого типоразмера RU1 (16D471K) ввиду наличия в цепи дросселя. Он защищает симистор от сетевых импульсов, поскольку импульсы от электродвигателя гасятся фильтрующим конденсатором инструмента.

Миниатюрный термовыключатель ST1 при показанном на схеме включении обеспечивает сохранение рабочего режима при перегреве симистора на максимальной рабочей частоте вращения (здесь и далее, частота вращения связывается с двигателем, а скорость — с инструментом). При этом, если термостат переключится в исходное состояние (после перегрева и охлаждения) в момент работы инструмента, автоматически произойдут спад скорости и кратковременный мягкий запуск, что явится сигналом о перегреве модуля (сигналом будет и жёсткий запуск после кратковременной остановки). А при работе на пониженной частоте вращения произойдёт остановка инструмента — перегрев в этом режиме, как правило, маловероятен. То есть состояние термостата после перегрева можно контролировать пробным пуском на малую частоту вращения. Добавочный резистор в цепи подстройки частоты вращения — ограничения максимальной частоты вращения — позволяет использовать маломощный подстроечный резистор.

Узел формирования пусковой характеристики обеспечивает, по сути, двухступенчатый запуск. Здесь надо заметить, что для коллекторного узла электродвигателя и редуктора важно обеспечить не плавность всего процесса пуска, а ограничение пускового тока, которое предотвращает токовую перегрузку и опасные удары в редукторе. И в типовых серийных модулях имеет место первая ступень запуска, начинающаяся не с нуля, а с определённого рабочего тока. Он определяется начальным сопротивлением цепи зарядки конденсаторов C1 и C2. При этом его значение должно быть таким, чтобы в течение полуволны конденсатор C1 успел зарядиться до напряжения включения динистора VS2. Надо заметить, что некоторые типовые миниатюрные модули пуска, судя по одному из отзывов в Интернете, как раз и "пропускают" первую ступень запуска, очевидно, по причине слишком большого сопротивления в этой цепи (см. схему модуля KRRQ12A [2]). Начальное пусковое напряжение — пусковой момент — определяется мощностью и редуктором электроинструмента. Поэтому желательно обеспечить возможность лёгкой перепайки резистора R4 фазозадающей цепи пуска.

Длительность первой ступени пуска и переход ко второй определяются скоростью роста напряжения на конденсаторе C2 и входной характеристикой транзистора. Для удлинения первой ступени запуска и "смягчения" перехода на полную частоту вращения в цепь базы добавлен диод. Поскольку запуск инструмента часто повторяется через несколько секунд, то для ускоренной разрядки конденсатора C2 применена разрядная цепь через диод Шоттки VD3, который закрывается в рабочем режиме напряжением с делителя R3, R6 в течение части положительной полуволны зарядки конденсатора. Его разрядка за время действия низкого напряжения ничтожна.

Ёмкость конденсатора C2 и сопротивление в цепи его зарядки определяют длительность запуска, но также они определяют время разрядки C2 для повторного пуска и потерю напряжения (задержку фазы) в цепи включения симистора. Для уменьшения потери напряжения на симисторе в начале каждой полуволны транзистор VT2 должен иметь большой коэффициент передачи. Максимальное значение для указанно-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

го на схеме типа — 200 [4]. С целью достижения наименьшей потери введён транзистор VT1, который образует положительную обратную связь шунтированием резистора R4. Испытания с подключением электролобзика мощностью 400 Вт дали такие результаты: при исключении транзистора VT1 замыканием контактов выключателя SA2 потеря напряжения равна 25...30 В, а при включении транзистора VT1 — менее 2 В. Замер тока базы транзистора VT1 стрелочным миллиамперметром показал менее 1 мА. Если транзистор VT2 имеет большой коэффициент передачи, можно обойтись без дополнительного транзистора VT1.

В этом случае для "принудительного" снижения напряжения на электроинструменте примерно на 30 В к контактам SA2 надо подключить (вместо базы транзистора VT1) резистор 120 кОм мощностью 0,25 Вт. Соответственно схеме переключатель будет действовать противоположным образом. В то же время транзистор VT2 может иметь слишком малый коэффициент, приводящий к недопустимой потере напряжения. Тогда надо использовать не только VT1 (обеспечивающий нормальное напряжение), но и указанный резистор. При этом его вместе с выключателем SA2 надо подключить не к минусовому выводу диодного моста (или плюсовому выводу моста в случае другой структуры транзисторов, см. ниже), а к базе транзистора VT1. Сопротивление резистора в этом случае (думается, редком) следует подобрать опытным путём. Надо обратить внимание на то, что незамкнутый резистор будет существенно уменьшать скорость в режиме работы на пониженной скорости.

Приведённую схему можно считать базовой. Её можно модифицировать в зависимости от имеющихся или приобретаемых с минимальными затратами транзисторов. Можно использовать и транзисторы другой структуры при соответствующем переключении элементов устройства, например MPSA44 (типовой коэффициент передачи — 200). Надо заметить, что использование этого транзистора, скорее всего, не потребует дополнять его транзистором VT1 (в этом случае структуры p-n-p — 2SA1625 или подобным, см. ниже).

Если размеры платы необходимо минимизировать с использованием элементов для поверхностного монтажа, можно применить транзисторы в корпусе SOT-23: MMBTA94 структуры p-n-p (коэффициент передачи 80...300) и MMBTA44 структуры n-p-n (коэффициент передачи 50...200). В этом случае резистор R4 желательно иметь подстроечным для поверхностного монтажа сопротивлением 470 (500) кОм. Подробные паспортные данные указанных выше транзисторов можно найти в Интернете. Структура транзистора VT2 рациональна именно по базовой схеме, поскольку на месте VT1 используется широко распространённый транзистор MJE13001. Все указанные транзисторы допускают напряжение 400 В при отключённой базе, поэтому обеспечивают высокую надёжность.

Надо заметить, что переключения скорости инструмента и потери напряжения допускаются во время работы. При указанных на схеме номиналах элементов общая длительность пуска равна 2...2,5 с, что, как правило, достаточно для защиты инструмента от пусковой перегрузки. При этом запуск на пониженное напряжение происходит несколько медленнее.

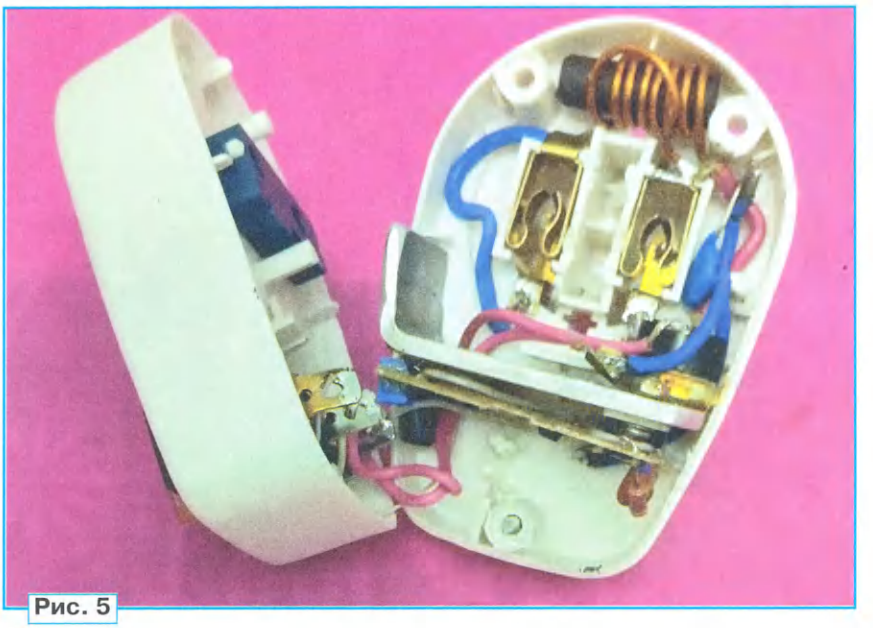


Рис. 5

В отношении потери напряжения на симисторе надо заметить, что согласно ГОСТу для рассматриваемой сети электропитания допускается снижение напряжения до 207 В, а повышение — до 253 В. В то же время имеются сети, особенно сельские или дачные, в которых часто наблюдается повышенное напряжение, вплоть до 250 В и даже выше. Поэтому наличие переключателя потери напряжения на устройстве пуска, которая не нагревает симистор, надо считать очень полезным. Дело в том, что все электроинструменты имеют, как правило, запас по мощности, а работа на повышенном напряжении, ввиду резкого повышения частоты вращения двигателя, уменьшает срок службы. Поскольку постоянный контроль напряжения сети не осуществляется, да он и не нужен, то видится рациональным постоянно работать на пониженном напряжении, а переключение на полное напряжение делать лишь при острой необходимости — при форсированном режиме работы.

Таким образом, в связи с зависимостью конкретного исполнения устройства от параметров имеющихся транзисторов его необходимо предварительно макетировать вместе с дросселем. Симистор надо закрепить на небольшой охлаждающей пластине. Чтобы сразу же выяснить лучший вариант, надо измерить коэффициенты передачи имеющихся транзисторов. При монтаже, как отмечалось выше, на макетной и на рабочей платах необходимо обеспечить возможность быстрой перепайки резистора R4.

Надо заметить, что в цепях, формирующих характеристику фазового управления симистором, протекают микротоки, и от их сопротивления резко зависит как пуск инструмента, так и рабочее напряжение на нём, поэтому все пайки надо выполнять тщательно. На месте резистора R4 удобно иметь, конечно, подстроечный резистор, но надёжнее всё же постоянный резистор, с хорошей пайкой контактов (к тому же подстройка может понадобиться лишь в течение первых испытаний).

Первую проверку и настройку удобно выполнять с лампой накаливания мощностью 40 Вт, лампой, включённой последовательно с паяльником на 60 (20 + 40) Вт. Некоторая инерционность лампы имитирует инерционность механизма. После определения характера пускового процесса и напряжения на нагрузке надо проверить с этой макетной платой запуск имеющегося электроинструмента. Если длительность первой ступени мала или (и) вторая ступень включается слишком резко, то рекомендуется добавить к диоду VD2 ещё один.

Выбор конструктивных решений по размещению устройства пуска (см. образцы в Интернете [1—3] и др.) показал, что для одного рабочего места рационально иметь одну пусковую розетку для удлинителя с соединительной коробкой 85×85 мм, в которой можно свободно разместить пластину охлаждения симистора размерами примерно 60×60×2 мм (с вырезом под выключатель), термостат, клавишный переключатель скоростного режима и все прочие элементы. К тому же такая конструкция позволяет смонтировать устройство даже малоопытным мастерам, такой вариант полезен и с учебными целями. Общий вид внутреннего монтажа показан на **рис. 3**.

Симистор крепится примерно посередине пластины охлаждения, его выводы сгибают так, чтобы обеспечить надёжную пайку с максимальным рас-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

стоянием между ними. Стеклотекстолитовая плата размерами 45×45 мм для размещения электронных элементов крепится через пластиковые трубки длиной 5 мм вместе с пластиной охлаждения к рёбрам дна коробки двумя винтами-саморезами. Делать печатную плату нет необходимости, поскольку все элементы можно расположить на

Рис. 6

Рис. 7

ней так, чтобы обеспечить соединение их по схеме с использованием выводов. В этой конструкции транзистор VT1 распаян на обратной стороне платы.

Дроссель намотан на отрезке ферритового стержня диаметром 8 мм проводом ПЭВ-2 диаметром 0,8 мм. Для максимального устранения радиопомех желательно использовать, конечно, ферритовое кольцо размерами не менее 16×10 мм с намоткой двойным проводом ПЭВ-2 диаметром 0,4 мм или 0,5 мм. Однако такой кольцевой магнитопровод менее эффективен для защиты симистора, поскольку мгновенно насыщается. Думается, поскольку включение симистора в рабочем режиме инструмента происходит при небольшом мгновенном напряжении в сети (напряжение включения динистора — около 33 В), то величина помех при использовании стержневого сердечника будет допустимой. Дроссель можно распаять и со стороны сетевого ввода. Его необходимо закреплять на плате каким-либо эластичным клеем.

К указанной коробке подходит малогабаритный клавишный переключатель KSD3 размерами 25×10 мм. На месте выключателя SA2 рекомендую использовать слаботочный движковый выключатель на напряжение 250 В, который можно приклеить к силовому переключателю, поскольку иначе придётся закрепить его винтами M2 и надёжно изолировать головки винтов [5].

Для подстройки частоты вращения рекомендуется использовать подстроечный резистор СП3-40М с осью диаметром 4 мм, на которой надо обязательно закрепить пластиковую ручку с указателем либо применить СП3-38г, изготовив ручку из пластикового стержня. Можно рекомендовать также применение резистора JBR-3362P-1 (с допустимым напряжением 500 В) [6]. Его придётся предварительно установить на пластиковой пластине, чтобы закрепить эту сборку двумя винтами-саморезами, как показано на рис. 1, рис. 3. В представленной конструкции использован открытый резистор серии СП3 с пластиковым движком под отвёртку.

Если используются в основном электроинструменты малой и средней мощности до 1 кВт, допустимо использование широко распространённых симисторов BT137—BT139 и других. Термостат KSD9700 (до 5 А) [7] имеет соединение одного из выводов с корпусом, поэтому в предлагаемой конструкции его надо изолировать, например, липкой стеклолентой, чтобы расположить на пластине охлаждения, с поджатием платой, близко к симистору. Этот термостат, скорее всего, придётся заказать в интернет-магазине, поскольку в открытой продаже модели с нормально разомкнутым контактом автору не встречались. Для нагрузок более 1 кВт необходимо использовать термостат KSD301 с допустимым током 10 А [8]. На охлаждающей пластине достаточно места для крепления его двумя винтами-саморезами.

В отношении силового переключателя надо заметить, что его контакты не рассчитаны на малое напряжение и микротоки, поэтому следует использовать только новый переключатель (с чистыми контактами). А поскольку переключение на пониженную скорость, как правило, делается редко, то лучшим вариантом является всё же использование предохранителя на 10 А.

Для работы в помещениях автором была изготовлена также компактная конструкция на основе стандартной розетки-переходника Navigator NAD-1E, допускающей ток нагрузки 16 А (navigator-light.ru/). Представляет также интерес переходник NAD-3-R2F. Общий вид такой конструкции показан на **рис. 4**, **рис. 5**.

Как видно на монтаже, в розетке необходимо удалить громоздкий контакт заземления (если использовать дроссель меньшего диаметра, то его можно оставить) и некоторые рёбра жёсткости. Переключатель — штатный, термостат (по обозначению — KSD301-B-75C) необходимо уменьшить отпиливанием длинных контактов и приклеить к пластине охлаждения. Как и в первой конструкции, рассмотренной выше, изготовление печатной платы не требуется. Число элементов на ней такое, что их можно соединить с помощью выводов.

Думается, для многих мастеров представит интерес и третий вариант размещения устройства пуска, для электроинструмента мощностью менее 1 кВт, в тройном розеточном разветвителе "СТАРТ". Общий вид и вид на монтаж показаны на **рис. 6**, **рис. 7**.

Силовой переключатель и электронную плату с указанными выше элементами располагают в пластиковом пенале диаметром 38...40 мм (подходит пенал из-под лекарств). Движковый переключатель и подстроечный резистор типа 3362 распаивают на плате. Размеры платы определяют так, чтобы она упиралась внутри корпуса по всем направлениям.

Как видно, использование пенала позволяет легко смонтировать все прочие элементы устройства. Симистор с термостатом KSD9700 прикрепляют к охлаждающей полоске с внешней стороны. Дроссель на ферритовом кольце 16×10 мм, намотанный двойным проводом ПЭВ-2 диаметром 0,4 (0,5) мм, распаивают между сетевым вводом и выводом 2 симистора. Варистор устанавливают в центральном углублении. Для обеспечения проверки устройства до укрепления пенала в розетке сделан переходной мостик с двумя контактами по управлению симистором. После окончательной проверки пенал прикрепляют в розетке эластичным клеем.

В заключение надо предотвратить возможные вопросы по отсутствию демпферной RC-цепи (снаббер) для защиты симистора. Применение симисторов серии BTA (трёхквадрантных), которые имеют высокое допустимое значение скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии и предназначены именно для устройств регулирования электродвигателей и других индуктивных нагрузок, позволяет не устанавливать эту цепь [9]. В устройстве видится целесообразным применение именно защитного варистора, поскольку во многих условиях эксплуатации, особенно в сельских или дачных, в сети питания очень часто возникают импульсы перенапряжения от коммутации различных мощных нагрузок, а в самом электроинструменте, как отмечалось выше, имеется фильтрующий конденсатор.

ЛИТЕРАТУРА

1. Устройства и блоки плавного пуска. — URL: **https://spb.vseinstrumenti.ru/electrika-i-svet/kommutatsionnoe-oborudovanie/ustrojstva-plavnogo-puska/** (18.12.24).

2. Плавный пуск для электроинструмента на 220 В (модуль KRRQD12A). — URL: **https://2shemi.ru/plavnyy-pusk-dlya-elektroinstrumenta-na-220-v/** (18.12.24).

3. Блоки пуска. — URL: **https://ntka.ru/Katalog/bloki-puska/** (18.12.24).

4. 2SA1625. — URL: **https://static.chipdip.ru/lib/033/DOC019033873.pdf** (18.12.24).

5. KBB40-2P2W. — URL: **https://static.chipdip.ru/lib/391/DOC009391179.pdf** (18.12.24).

6. JBR3362 Trimming Potentiometr. — URL: **https://static.chipdip.ru/lib/345/DOC047345298.pdf** (18.12.24).

7. Термостаты KSD9700. — URL: **https://static.chipdip.ru/lib/276/DOC046276381.pdf**, **https://doc.platan.ru/pdf/datasheets/gosun/KSD9700.pdf** (18.12.24).

8. KLS5-KSD301 Thermal Fuse Series. — URL: **https://static.chipdip.ru/lib/887/DOC003887679.pdf** (18.12.24).

9. Симисторы (триаки) компании NXP Semiconductors лучшее решение для управления нагрузкой. — URL: **https://cxem.net/ckfinder/userfiles/comments/48534_Симисторы.pdf** (18.12.24).

Реализация табличной машины состояний на языке C++

С. СУРОВ, г. Нижний Новгород

У автора в очередной программе возникла необходимость использовать машину состояний. Существующие реализации по ряду причин не устраивали, поэтому была разработана и реализована табличная машина состояний. Таблица реализована в виде массива структур. В **табл. 1** приведены необходимые для формирования таблицы объявления, размещённые в классе StateMachine файла StateMachine.h. Заполненная значениями таблица приведена в **табл. 2**. Каждая структура по сути является строкой таблицы.

У структур, составляющих массив, три поля. Первое поле — имя состояния, в котором находится машина. Второе поле — ссылка на функцию, которую необходимо выполнить в этом состоянии. Третье поле — число шагов по таблице, добавляемое к текущему индексу массива структур, иначе — указателю на строку таблицы, выполняемую для перехода к следующему состоянию. Число шагов может быть как положительным, для движения вперёд по таблице, так и отрицательным, для возврата назад с целью организации цикла. Нулевое значение шагов используется для остановки на текущем состоянии машины при ожидании событий, происходящих в функ-

Таблица 1

```
typedef void (StateMachine::*callback) (void);


typedef struct
{
stateMachineEnum newState;
callback worker;
qint8 nextStep;
} transition;


transition tableStateProcess[50] = {};
```

Таблица 2

```
StateMachine::transition tableStateInit[] = {
 {IDLE_STATE,  NULL,   WAIT}
 ,{STATE_1,    &StateMachine::Function1,     STEP_FORWARD_1}
 ,{STATE_2,    NULL, WAIT}
 ,{STATE_3,    &StateMachine::Function2,     STEP_FORWARD_1}
 ,{STATE_4,    NULL, WAIT}
 ,{STATE_5,    &StateMachine::Function3,     STEP_FORWARD_1}
 ,{STATE_6,    NULL, WAIT}
 ,{STATE_7,    &StateMachine::Function4,     STEP_FORWARD_1}
 ,{STATE_8,    &StateMachine::Function5,     STEP_FORWARD_1}
 ,{STATE_9,    NULL, WAIT}
 ,{STATE_10,   &StateMachine::Function6,     STEP_BACK_5}
 ,{STATE_11,   &StateMachine::Function7,     STEP_FORWARD_1}
 ,{STATE_12,   &StateMachine::Function8,     STEP_FORWARD_1}
 ,{END_STATE,  &StateMachine::FunctionEnd,   STEP_FORWARD_1}
 ,{IDLE_STATE,         NULL,          WAIT}
};
```

Таблица 3

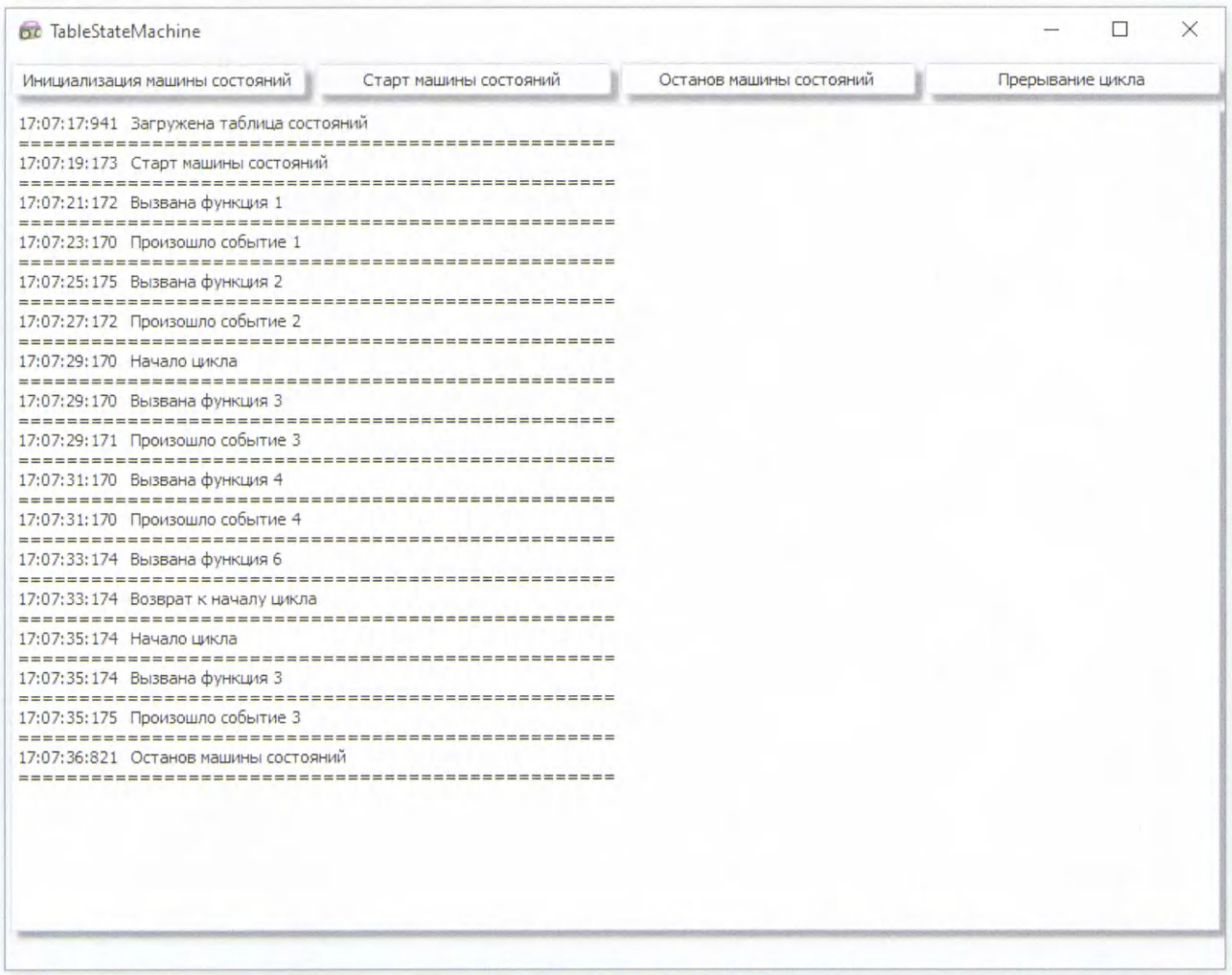
```
void StateMachine::StateMachineWork(void)
{
        if (tableStateProcess[tablePointer].worker)
                (this->*tableStateProcess[tablePointer].worker)();
        if (event) {
                tablePointer += event;
                event = 0;
        }
        else
        tablePointer += tableStateProcess[tablePointer].nextStep;
 currentState = tableStateProcess[tablePointer].newState;
}
```

Если событие не произошло, к текущему указателю на строку таблицы добавляется число шагов, заданных в строке таблицы.

Для отладки и тестирования машины состояний была создана программа (**табл. 4**) в среде разработки Qt Creator с использованием библиотеки Qt 5.15.2. Исходный текст программы содержится в архиве TableStateMachine.7z. Исполняемый файл со всеми необходимыми для его запуска в ОС Windows файлами библиотек — в архиве TableState Machine_exe.7z.

В тестовой программе приведён упрощённый вариант таблицы состоя-

Таблица 4



циях программы. Если в функции в результате определённых условий возникает событие, то игнорируется число шагов в таблице и к текущему указателю на строку таблицы добавляется число шагов, заданных событием, для перехода к нужной строке таблицы. Так организовано ветвление в программе.

В обработчике состояний (**табл. 3**) проверяется, существует ли функция для исполнения, если да, происходит выполнение команд текущей функции.

Далее проверяется, произошло ли при выполнении функции событие, если да, как уже было описано выше, игнорируется число шагов, указанных в таблице и к текущему указателю на строку таблицы добавляется число шагов, заданных событием.

ний. В реальной программе можно использовать набор из нескольких более сложных таблиц для разных действий, выполняемых программой.

***От редакции**. Упомянутые в статье файлы находятся по адресу **http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/state_machine.zip** на нашем ftp-сервере.*

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

КРИСС

— серверная версия

И. РЕШЕТНИКОВ, г. Видное Московской обл.

Компьютер КРИСС в конфигурации сетевого сервера представляет собой, по сути, минимально рабочую конфигурацию на основе версии 3.19, дополненную сетевым интерфейсом. Схема компьютера приведена на **рис. 1**. В отличие от базовой, серверная конфигурация собрана на компонентах для поверхностного монтажа. Это сделано для удобства и как частичный ответ на многочисленные просьбы опубликовать версию на подобных эле-

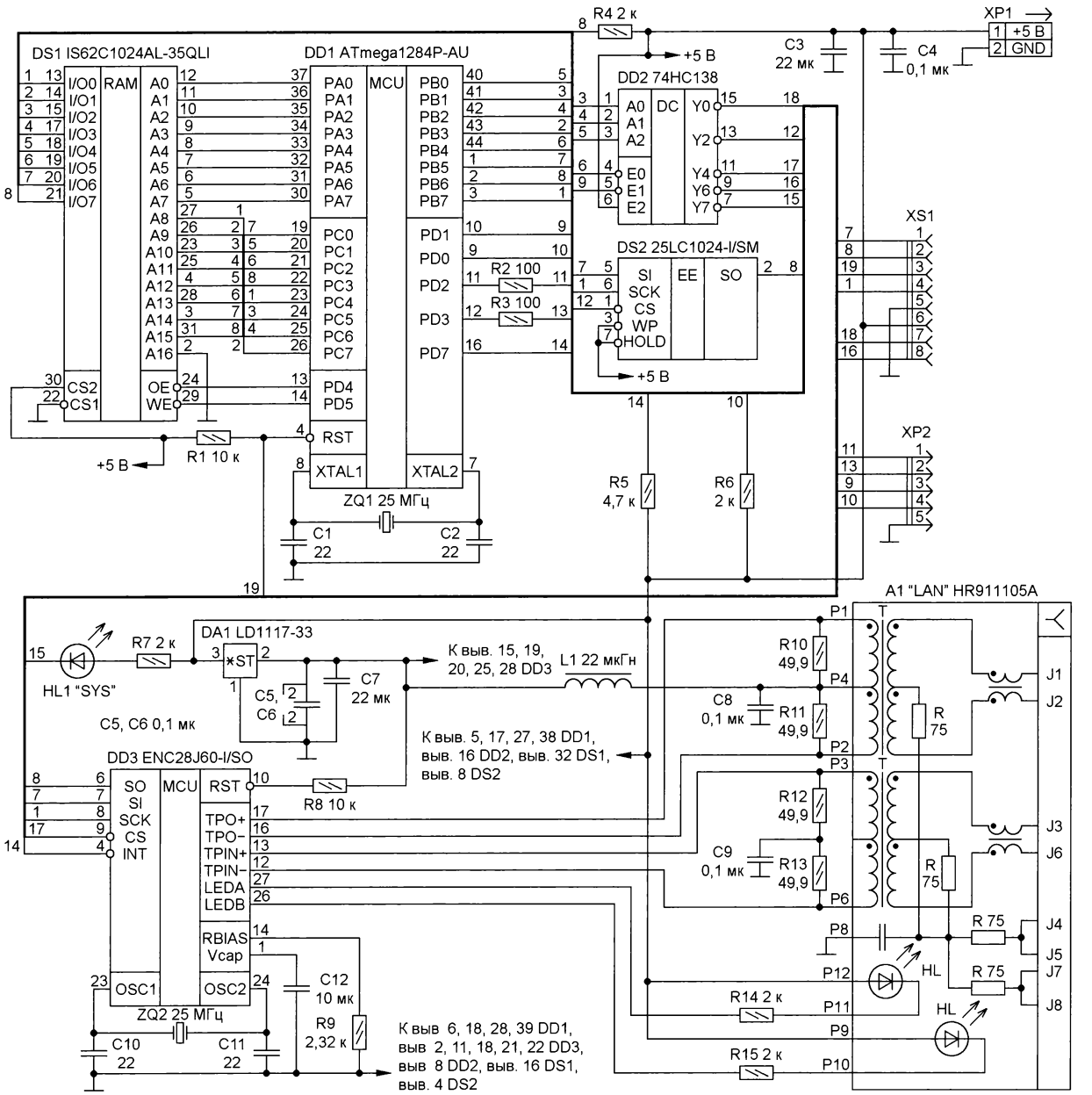


Рис. 1

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

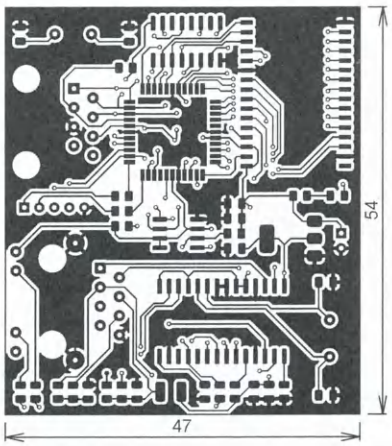


Рис. 2

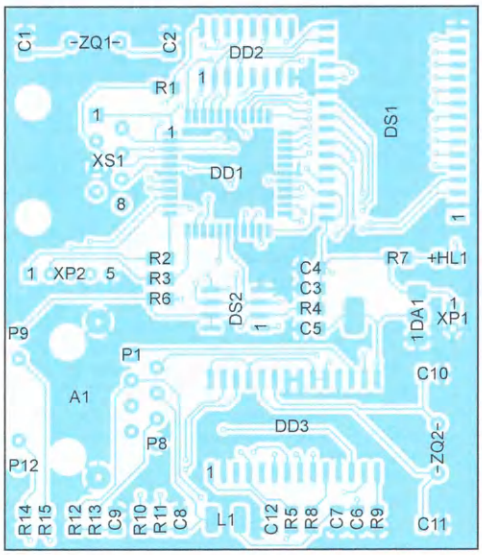


Рис. 3

Рис. 4

расширения отверстий для разъёмов, скорее всего, может быть использована и любая другая модель. На ftp-сервере редакции будет размещён файл 3D-модели в формате step, желающие смогут сделать подходящий корпус на 3D-принтере. Внешний вид собранного устройства с блоком дополнения показан на **рис. 6**, **рис. 7**.

Сборка и налаживание устройства особенностей не имеют: сначала микроконтроллер ЦПУ прошивают стандартным бутлоадером, потом прошивают стандартным образом, для этого на плате предусмотрен специальный разъём (XP2). Обратите внимание, что для компактности все соединители имеют шаг 2 мм, рекомендуется использовать разъёмы JST.

Особенности работы в такой конфигурации. Самая свежая на текущий

ментах. В связи с этим использован другой тип ОЗУ, питающегося напряжением 5 В, что позволило исключить часть резисторов "подтяжки". Остальные компоненты идентичны. Разводка по физическим адресам устройств соответствует версии 3.19. Напомним, что в этой версии для удобства разводки платы физические и логические номера устройств различались, в версии 6.* они совпадают. SD-карты в этой версии нет, загрузка предполагается только из ПЗУ.

Серверная версия собрана на плате, чертёж которой показан на **рис. 2**. Детали для поверхностного монтажа установлены с одной стороны платы. Размещение элементов в масштабе 1,5:1 показано на **рис. 3**. Собранная плата приведена на **рис. 4**. Для соединения с блоком "дополнения до полной конфигурации", описанным в статье автора "ПЛК для бытовой автоматики — Ethernet и внешнее управление" ("Радио", 2024, № 9, с. 46—50), использован разъём RJ-45 (XS1) исключительно из-за удобства монтажа кабеля. Его можно заменить на любой другой. Компоненты выбирались максимально удобного для поверхностного монтажа размера, поэтому их установка не составит проблем.

Плата разрабатывалась для размещения в сетевой настенной розетке на два порта (**рис. 5**). Разъём соединения с блоком дополнения выбран в вертикальном форм-факторе, вход кабеля питания соответствует месту ввода сетевого провода. Автор использовал корпус от самой дешёвой двухпортовой розетки RJ-45 Tdm Electric, но, поскольку и она требовала доработки в части

момент прошивка работает следующим образом: если при старте не регистрируется контроллер внешних устройств (КВУ), то автоматически идёт загрузка из первого блока ПЗУ. Чтобы что-то туда записать, напомним, есть специальная процедура через вызов системной консоли (Ctrl-Alt-Del, E, A). Во время выполнения программы системная консоль вызывается исключительно при вызове функции BIOS #2 (ввод с консоли с ожиданием). Если КВУ отсутствует, то эта

```
begin
        repeat
                port[$fc]:=0;       { Буфер прямого доступа к SPI-устройствам}
                port[$fd]:=$0f;     { Адрес SPI-устройства – индикатор SYS}
                port[$fd]:=0;       { Настройки SPI}
                port[$fc]:=20;      { Длина "посылки" чтобы вспышка была длиннее}
                port[$fe]:=0;       { Выполнение SPI-запроса, мигание индикатора}
                delay(1000);        { Задержка 1 с }
        until bios(2)=27;
end.
```

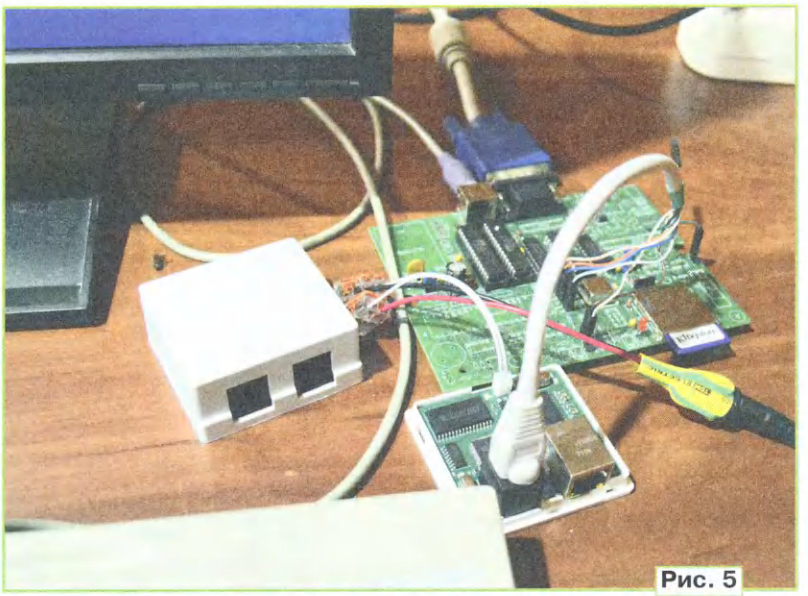


Рис. 5

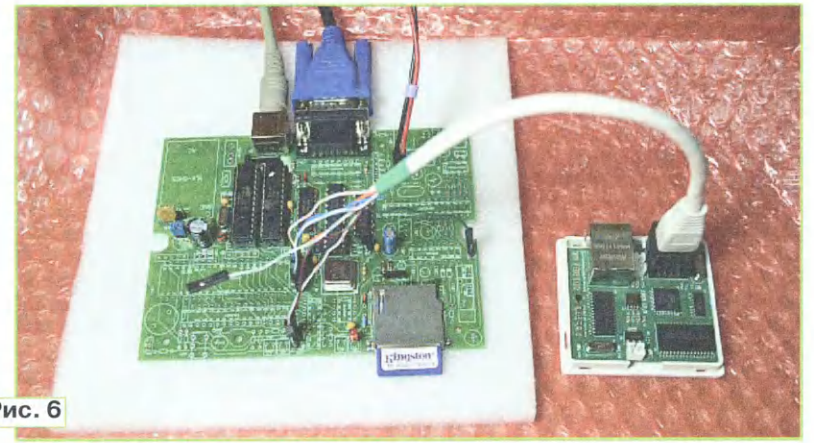


Рис. 6

Рис. 7

функция BIOS работает без ожидания, возвращая управление вызывающей программе с кодом нажатой клавиши 0. Поэтому, если основной цикл программы опрашивает клавиатуру даже через функцию ввода с ожиданием, работа программы не будет "подвешена". Факт возврата кода клавиши 0 может быть использован и как индикатор работы в "серверном" режиме, без КВУ, в противном случае возврат 0 невозможен.

Для проверки работоспособности можно использовать простую программу на языке Паскаль. Её текст приведён в **таблице**.

Эта программа будет при нажатии на клавиши на клавиатуре мигать светодиодом SYS до нажатия на клавишу ESC. Подключите сервер к блоку дополнения, запустите с SD-карты компилятор, введите и запустите программу, после запуска сохраните текущее состояние в ПЗУ через системную консоль (Ctrl-Alt-Del, E, A). Далее отключите питание, отключите блок дополнения, подайте питание на сервер, и с периодичностью около 1 с (не ожидайте идеальной точности) начнёт мигать индикатор SYS.

При написании собственной управляющей программы обратите внимание на несколько нюансов.

Во-первых, в стандартной версии сетевые настройки хранятся в ПЗУ ЧРВ (часы реального времени), которых в этой версии нет, поэтому все настройки необходимо выполнить в полном объёме.

Во-вторых, если программа использует конфигурационные файлы с диска, то в ПЗУ необходимо их сохранять, когда все данные будут загружены в ОЗУ. Работа с диском в сетевой версии невозможна.

Если программе требуется дополнительная память для сохранения данных (тревожные события, например), то для них должен использоваться второй блок 64 Кб ПЗУ. Хотя желающие могут добавить SD-карту по схеме от стандартной версии.

Других особенностей нет, разрабатывать и тестировать программу можно на стандартной версии, потом перенести её на серверную. При работе можно активировать режим доступа по сети для удалённого управления. Напомним, что BIOS компьютера КРИСС на системном уровне поддерживает возможность дистанционного управления по сетевому протоколу UDP.

В следующей части статьи будут описаны базовые блоки программы для управления внешним устройством (ПЛК, опубликованным ранее, в контексте поставленной задачи управления светом), программная настройка сервера КРИСС для включения удалённого управления и будет выложен UDP-сервер управления для Windows с исходными кодами.

***От редакции**. Файл 3D-модели корпуса и Gerber-файлы платы находятся по адресу **http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/criss_server.zip** на нашем ftp-сервере, а по адресу **http://criss.radio.ru/?firmware** — программа для прошивки и бутлоадер для программирования микроконтроллера.*

РАДИО
E-mail: mail@radio.ru
о связи
ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

Радиопутешественники Крыма

Леонид ПУЗАНКОВ (R7KA), г. Симферополь, Крым

Продолжая публикацию статей о достижениях крымских радиолюбителей, хотелось бы отметить большую активность крымских радиолюбителей в интересах радиопутешествий. Людей, не знающих, кто такие путешественники, наверное, нет. А вот понятие радиопутешественник знакомо не каждому. Попробуем разобраться. Во-первых, этим людям присущи все качества путешественников: стремление побывать в интересных, иногда труднодоступных местах с необыкновенными ландшафтами, природой, горами, морем. Во-вторых, и это главное, достигнув цели, они продолжают путешествие в радиолюбительском эфире! Для этого устанавливают антенны и сопрягают с ними радиолюбительскую КВ- и УКВ-аппаратуру. Желающих провести с такими радиостанциями связь (у радиопутешественников корреспонденты называются охотниками) во всём мире предостаточно. Особенно, если радиопутешественник (его в таком случае называют активатором) работает в рамках какой-нибудь дипломной программы. Таких программ в мире много, и в России тоже. Это популярная программа RDA (Russian Districts Award), направленная на проведение и подтверждение QSO с наибольшим числом условных районов России, за ней идут RFF (Российская флора и фауна), RCFA (замки и крепости России), RLHA (маяки России), RAZA (аномальные зоны России) и многие другие.

Появлению в Крыму активных радиопутешественников способствовало создание 9 июня 2012 г. группой энтузиастов AYAN-DX-TEAM [1] (Аян — один из крупнейших источников пресной воды в Крыму).

Следует сразу выделить одного из активных сторонников этого движения — Валерия Борисовича Богомолова (R7KFF, ex UU1JN, EO5JFF), являющегося в настоящее время членом клуба радиопутешественников России. К слову, членом клуба радиопутешественников России в своё время был и автор этих строк, активно участвовавший с 1957 г. в ежегодных соревнованиях "Полевой день" на УКВ с выездом в Крымские горы и активировавший новый район Крыма по программе RDA (R7KA/P, RK-23), за что был награждён плакеткой Winner RDAC-2014.

В своё время радиопутешествиями занимались и другие члены клуба AYAN-DX-TEAM, в том числе Анатолий Залатов (UU5JA), Николай Кушнир (UU5JC), Роман Бородай (UY7IQ), а также члены радиолюбительской аварийной службы при КСС [2].

Фото 1

Фото 2

Валерий Богомолов является первым покорителем и активатором 100 крымских горных вершин общей высотой более 100 км. Он же активировал 30 маяков Крыма, 30 крымских древних крепостей и более 30 заповедных крымских территорий. Все его достижения в этой деятельности подтверждены золотыми наградными плакетками.

Валерий Богомолов (**фото 1**) — обладатель высшего рейтинга российской дипломной программы RAZA 2023 г. В течение пяти лет (с 2019 г. по 2024 г., за исключением 2020 г.) он является обладателем высшего рейтинга дипломной программы России RFF. Он же в 2022 г. отмечен как лучший активатор дипломной программы RCFA.

Кроме Валерия Богомолова, в радиопутешествия часто выходили также Александр Власов (UU2JW), Владимир Клименко (UU3JS), Виктор Ткаченко

Фото 3

(UU7AX) и Сергей Волошин (UU4JIM) из Феодосии. В июне 2013 г. в покорении самой высокой вершины Крыма — горы Роман-Кош участвовал и автор этих строк. На **фото 2** — в горах Крыма по дороге к горе Роман-Кош. Крайний справа — Леонид Пузанков (UU2JA).

В последние годы стабильным составом радиопутешественников являются Андрей Товма (R7KTA), Владимир Клименко (RA7KR), Александр Власов (RA7KW), Валерий Богомолов (R7KFF) и Виктор Ткаченко (RA7K) (**фото 3**, слева—направо).

Обладая высокими организаторскими способностями, Валерий Богомолов часто брал на себя обязанность получить в соответствующих инстанциях разрешения на посещение закрытых объектов и заказников в Крыму для своей группы радиопутешественников для организации активации того или иного объекта.

Валерий Богомолов продолжает вести в Интернете свой сайт (**http://cqdx.su**), который имеет много разделов по интересующей радиопутешественников тематике. Валерий систематически обновляет страницы сайта, помещая материалы по организации различных экспедиций, отчёты о проведённых мероприятиях, планы на будущие радиопутешествия, а также положения о дипломах для радиолюбителей—охотников за дипломами.

В своих разработках он внёс около 50 различных дополнений в российские программы дипломов по тематике радиопутешествий (RFF, RCFA, RAZA) и учредил положения и условия дипломов, касающихся нашего Крыма, это дипломные программы "Храмы и монастыри", "Крымская флора и фауна", "Крымские горы", "Маяки Крыма", "Древние крепости Крыма". Появились на сайте положения дипломов:

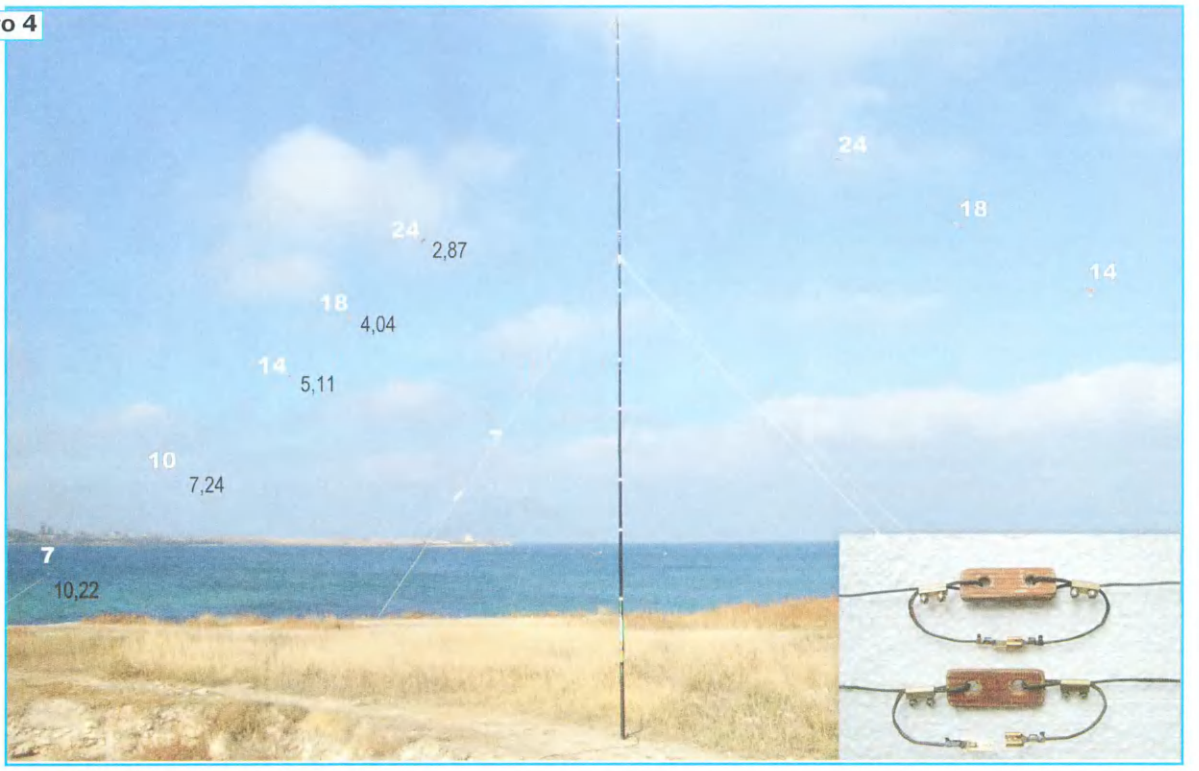
— CRLA (Crimean Lighthouses award);
— CRMA (Crimean Mountains award);
— CRFF (Crimean Flora Fauna award).

Следует заметить, что заповедных мест на территории Крыма, где можно проехать на автомашине, подключиться к промышленной электросети 230 В, установить эффективные антенны и провести не менее 44 радиосвязей для зачёта активации выбранного объекта, не так уж много. В большинстве случаев в заповедные территории приходится добираться пешком с рюкзаком, наполненным комплектом радиоаппаратуры и антенн. В результате многолетней практики радиопутешествий участники остановились на использовании следующей радиоаппаратуры и оборудования:

— надёжный носимый коротковолновый трансивер Icom-703. Масса — около 2 кг, выходная мощность передатчика — 10 Вт. При работе с антенной Inverted-V с горных вершин удавалось проводить более 120 радиосвязей за два часа;

— трансивер Yaesu FT-817 ND (масса — 1,2 кг). Кроме КВ-диапазонов, имеет УКВ-диапазоны 145 МГц и 430 МГц. Выходная мощность — 5 Вт. Используется в качестве резервного трансивера и для параллельной работы в других программах;

Фото 4



— Eltcraft KX-3 (масса — 0,8 кг) — экономичный и подходящий для целей радиопутешествий трансивер. Недостатком аппарата является слабая адаптация в сложных метеорологических условиях.

Важнейшим элементом в радиопутешествиях являются антенны. Они должны быть лёгкими при переноске и быстро устанавливаться на местности. Как показала практика радиопутешествий, желательно, чтобы антенну мог собрать и установить один человек! Такую антенну разработал и сконструировал один из активных участников мероприятий Виктор Ткаченко (**фото 4**). Это антенна — Inverted-V. В качестве центральной мачты используются пластиковые удилища. На верхней части мачты закрепляется наиболее высокочастотная часть антенны. С переходом на более низкочастотные диапазоны подключаются симметрично отрезки проводов и увеличивается длина фидера с помощью соответствующих перемычек и ВЧ-разъёмов. В качестве растяжек для мачты используется капроновый шнур. Позднее Валерием Богомоловым была разработана упрощённая Inverted-V на базе одного шестиметрового удилища.

В полевых условиях питание вышеперечисленной аппаратуры осуществляется в последнее время от современных литий-железофосфатных ($LiFePO_4$) аккумуляторов напряжением 12 В и ёмкостью 12 А•ч. При тех же весовых характеристиках эти аккумуляторы имеют в 2,5 раза большую ёмкость и в десять раз большее число циклов зарядки-разрядки, чем гелевые свинцовые аккумуляторы.

Полностью заряженный аккумулятор обеспечивает непрерывную работу трансивера Icom-703 в режиме CW с полной выходной мощностью в 10 Вт в течение 4,5 ч. За этот период удаётся провести, как правило, не менее 100 радиосвязей, необходимых для зачёта активации объекта.

В экспедициях при работе телеграфом высокие требования предъявляются к ключу-манипулятору. Удобство в работе, надёжность, малые габариты — основные достоинства манипулятора конструкции радиолюбителя Анатолия Минко (UU5JLW). При работе в полевых условиях такой манипулятор крепится к папке аппаратного журнала обыкновенной канцелярской прищепкой для бумаг.

Для работы в радиоэкспедициях часто возникает необходимость в точном определении своего местоположения. Этим требованиям удовлетворяет туристический GPS-навигатор Garmine Trex 30. В отличие от моделей Garmine Trex 10 и Garmine Trex 20, этот навигатор имеет и высотомер, что крайне важно для точного определения высоты вершины горы.

При работе в радиоэкспедициях наиболее активный радиопутешественник Крыма Валерий Богомолов, как правило, работает в режиме CW. Кодом Морзе Валерий овладел в возрасте 15 лет, когда впервые пришёл в радиокружок городской "Станции Юных техников" (руководитель городской СЮТ — Виталий Грыжебальский (UB5SL)). Валерий участвовал в областных и республиканских юношеских соревнованиях по радиомногоборью, он шестикратный чемпион Крыма, чемпион и серебряный призёр первенства Украины.

После окончания высшего учебного заведения Валерий Богомолов многие годы работал в СКБ завода "Фиолент". Несмотря на пенсионный возраст он продолжает трудовую деятельность и поныне.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Пузанков Л.** Покорители вершин крымских гор. — Радиомир КВ и УКВ, 2014, № 3, с. 24—27.

2. **Пузанков Л.** История радиолюбительского движения и радиоспорта в Крыму. — ООО "Форма", Симферополь, 2023.

Примечание. Представленные в статье фотографии из семейных архивов автора статьи, Валерия Богомолова и Виктора Ткаченко.

CW QRPP передатчик диапазона 144 МГц

Виктор БЕСЕДИН (UA9LAQ), г. Тюмень

Этот передатчик может быть применён для экспериментов при проведении радиосвязей на небольшие расстояния как маячок при налаживании антенн либо как возбудитель-приставка к усилителю мощности. Он работает на частоте двухметрового диапазона с кварцевой стабилизацией частоты, его выходная мощность зависит от напряжения питания и составляет 5...15 мВт. В зависимости от активности применённого кварцевого резонатора генерация начинается при напряжении питания 2...3 В. Передатчик устойчиво работает при напряжении питания 15 В и даже более, это зависит от предельных параметров применённого транзистора.

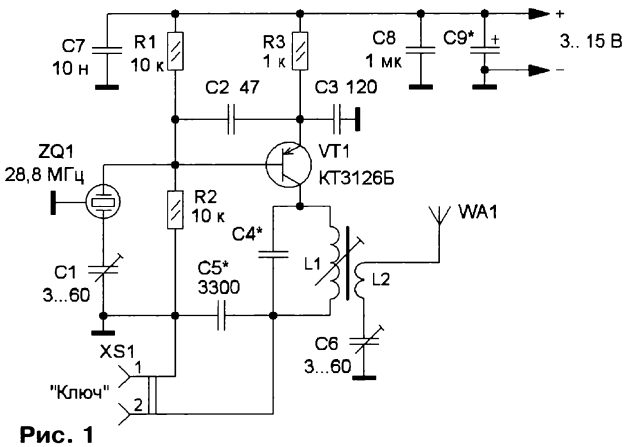
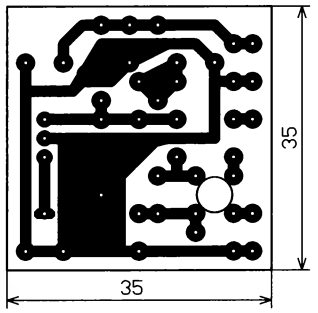


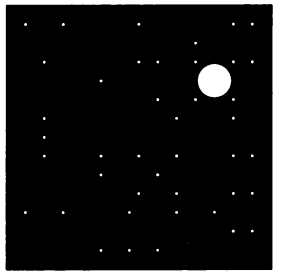
Рис. 1

Схема передатчика показана на **рис. 1**. Задающий генератор собран на транзисторе VT1 по схеме ёмкостной трёхточки. Кварцевый резонатор ZQ1 возбуждается на основной (первой) гармонике на частоте 28800 кГц. Довольно мощная пятая гармоника напряжения генератора выделяется на контуре L1C4, напряжение с частотой около 144000 кГц поступает в индуктивно связанную с L1 катушку L2 и затем в антенну WA1. С помощью подстроечного конденсатора C1 возможно изменение частоты задающего генератора, а значит, и передатчика в диапазоне 144000...144051 кГц и даже более, это зависит от экземпляра кварцевого резонатора и напряжения питания передатчика. Конденсатор C4 — контурный, вместе с катушкой L1 он определяет частоту настройки контура, в данном случае на пятую гармонику задающего генератора. Конденсатор C5 является не только блокировочным по ВЧ, но и определяет форму сигнала при манипуляции. Подстроечный конденсатор C6 вместе с катушкой индуктивности L2 служит для согласования передатчика с антенной. Конденсаторы C7—C9 — блокировочные по питанию.

Передатчик включается при замкнутых контактах телеграфного ключа, который подключают к гнезду XS1. Правильная манипуляция генератора осуществляется подачей напряжения питания на коллектор транзистора VT1. Один из контактов ключа соединён с общим проводом и безопасен в смысле повреждения источника питания при случайном коротком замыкании на корпус цепи манипуляции.

Передатчик размещён на монтажной плате из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, её чертёж и размещение элементов показаны на **рис. 2**. Со стороны уста-





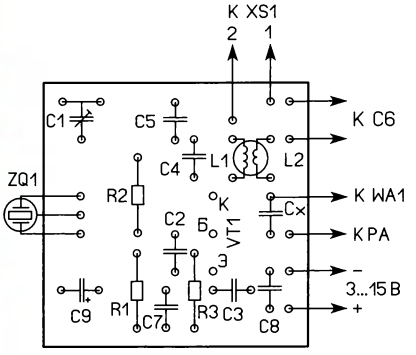


Рис. 2

новки деталей — сплошная фольга (общий провод), отверстия для прохода выводов деталей, не соединённых с общим проводом, раззенкованы сверлом большего диаметра для устранения возможных замыканий. Где удобно, "земляные" выводы деталей пропаиваются с обеих сторон платы.

После правильной сборки и подачи питания, замыкания контактов ключа генератор, как правило, сразу запускается. Необходимо лишь настроить контур L1C4 на нужную (пятую) гармонику и после этого, вращая ротор КПЕ C6, согласовать выход передатчика с нагрузкой (эквивалентом антенны или самой антенны). Эти настройки взаимозависимы, их следует провести несколько раз.

В передатчике можно применить резисторы МЛТ, С2-23 или импортные, конденсатор С9 может быть как керамическим ёмкостью 0,1...1 мкФ, так и оксидным (100...470 мкФ на напряжение 25 В), если требуется уменьшить пульсации источника питания. Ёмкость конденсатора С5 может быть в интервале 1000...4700 пФ, её подбирают по необходимой "мягкости" телеграфных импульсов при манипуляции. Остальные конденсаторы — К10-17 или импортные. Конденсатор C_x, показанный на расположении деталей на плате, может быть установлен при использовании передатчика совместно с усилителем мощности. Подстроечный конденсатор С6 в этом случае можно исключить, соединив нижний по схеме вывод катушки индуктивности L2 с общим проводом. Транзистор КТ3126Б можно заменить транзистором КТ3126А, КТ326 с любым буквенным индексом, КТ363А, ГТ313Б.

Кварцевый резонатор — HS49S3-3 (**рис. 3**) на частоту 28,8 МГц (первая гармоника). Подстроечные конденсаторы — КТ4-32 (**рис. 4**), конденсатор С4 в экспериментальном образце передатчика отсутствовал, этим была обеспечена повышенная добротность контура L1C4 для лучшего выделения пятой гармоники. Катушка L1 намотана на каркасе диаметром 5 мм (восемь витков провода ПЭВ-2 0,41 мм, виток к витку) с резьбовым подстроечником диаметром 3,65...3,7 мм из ВЧ-феррита. Она намотана так, чтобы её "холодный" конец располагался сверху. Рядом с этим выводом намотана катушка индуктивности L2 (четыре витка монтажного провода МС (во фторопластовой изоляции с сечением 0,08 см^2), но можно использовать и провод ПЭЛШО-0,41). Смонтированная плата показана на **рис. 5**.

Рис. 3

Рис. 4

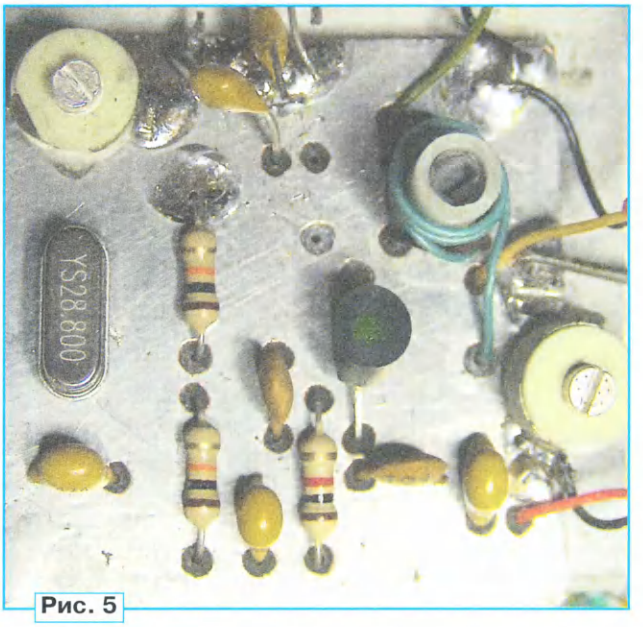


Рис. 5

В зависимости от напряжения питания передатчик потребляет ток 10...20 мА, так что вполне можно обойтись автономным питанием, например от двух или трёх Li-Ion аккумуляторов, которых хватит надолго, и конструкция получится небольшой и лёгкой, что обеспечит связь, например в парке. Останется применить наряду с передатчиком экономичный приёмник.

Потребляемый ток уменьшается с уменьшением напряжения питания, но при этом снижается и выходная мощность. Если нет ограничений в источнике питания, лучше применить стабилизированный, и тон, и манипуляция будут приятнее. Передатчик испытан с комнатной антенной. Расстояние до корреспондента было несколько сотен метров (комнаты на средних этажах пятиэтажных домов). На большем расстоянии испытания не проводились, поскольку не было возможности. С применением наружных эффективных антенн с этим передатчиком связь возможна до десятков километров.

От редакции. *Чертёж печатной платы находится по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/QRPP.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

РАДИО
начинающим
ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

Таймер для электронно-механического пугала

П. АЛЁШИН, г. Москва

Для отпугивания птиц от грядок с созревающей клубникой автор приобрёл на АлиЭкспрессе электропугало — машущую птицу (с размахом крыльев 43 см), ещё и сверкающую глазами и издающую "угрожающие" звуки. Пугало питалось от двух щелочных элементов типоразмера АА, потребляло ток 0,6...0,7 А, поэтому элементы быстро разряжались. Было решено сделать включение пугала периодическим

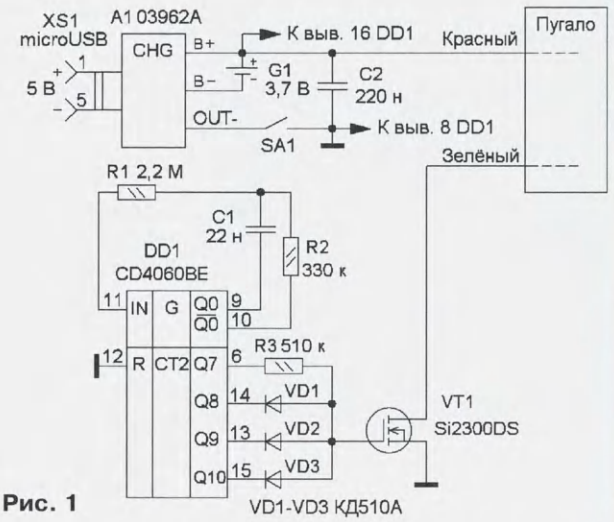


Рис. 1

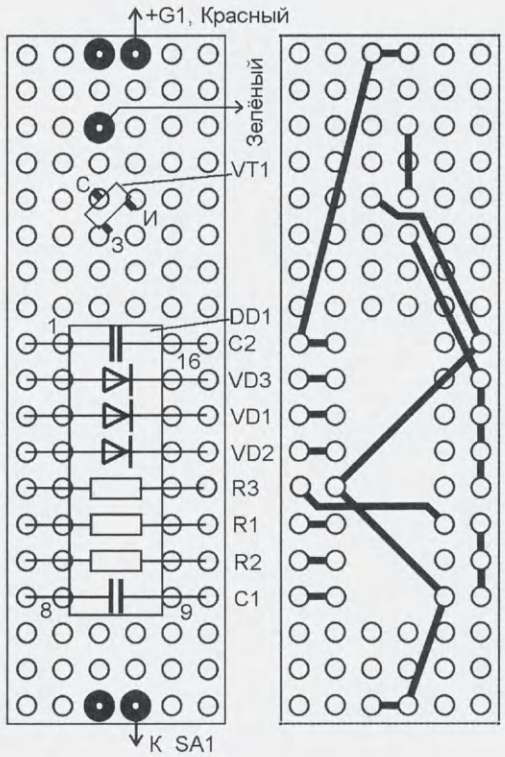


Рис. 3

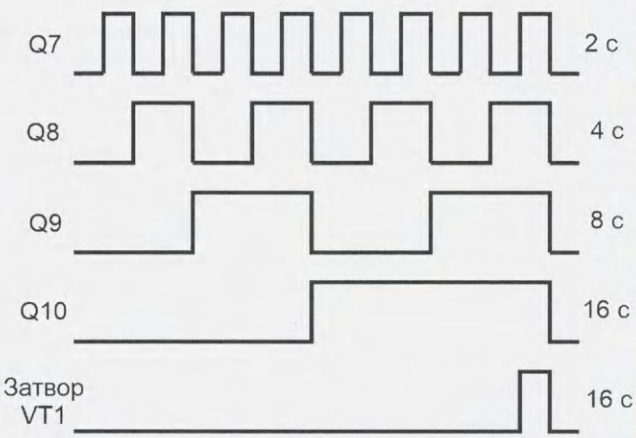


Рис. 2

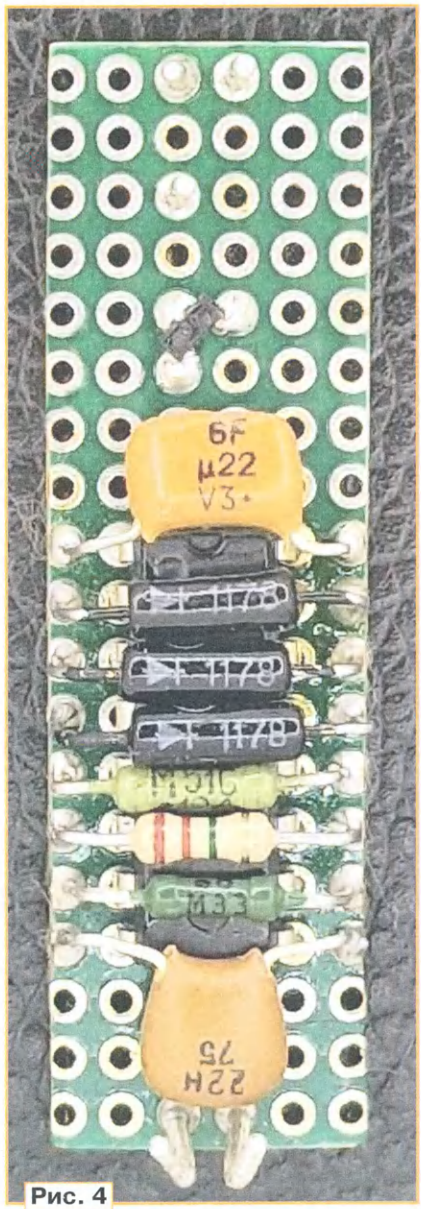


Рис. 4

кратковременным и питать его от Li-Ion аккумулятора.

Схема разработанного для этой цели таймера приведена на **рис. 1**. Его основой является КМОП микросхема CD4060BEN. В состав этой микросхемы входит цепочка инверторов, на которых можно построить генератор, кварцевый или RC, и 14-разрядный делитель частоты (в устройстве используются только 10 разрядов). Для реализации RC-генератора описываемого таймера микросхема DD1 дополнена резисторами R1, R2 и конденсатором C1 в соответствии с рекомендациями в [1]. Генератор работает на частоте $F = 1/(2{,}2 \cdot R2 \cdot C1) = 1/(2{,}2 \cdot 330 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}) \approx 64$ Гц. После деления сигнала этой частоты в цепочке из семи триггеров на выходе Q7 микросхемы DD1 формируются импульсы с частотой $64/2^7 = 0{,}5$ Гц (период следования — 2 с). На каждом следующем выходе микросхемы период импульсов увеличивается ещё в два раза и на выходе Q10 составляет 16 с. Временные диаграммы работы таймера приведены на **рис. 2**.

Резистор R3 и диоды VD1—VD3 образуют четырёхвходовый логический элемент И, который обеспечивает на затворе МОП-транзистора VT1 сигнал высокого уровня, открывающий его, только при наличии лог. 1 на всех входах этого элемента. Таким образом, транзистор VT1 открывается на 1 с каждые 16 с. В результате средний потребляемый ток уменьшается в 16 раз и составляет 0,7/16 = 0,044 А (0,7 А потребляет механизм пугала при напряжении 3,7 В). При ёмкости используемого Li-Ion аккумулятора типоразмера 14500, составляющей 0,9 А·ч, его заряда хватит на 20 ч работы, так что при желании можно удвоить частоту включений, удалив диод VD3.

Для увеличения частоты включения механизма можно также уменьшать сопротивление резистора R3, но при этом будет уменьшаться и время, на которое включается пугало.

В качестве ключа, замыкающего цепь механизма пугала, использован транзистор Si2300DS, который имеет пороговое напряжение открывания — 0,45...1 В и малое сопротивление в открытом состоянии — 0,042 Ом (при открывающем напряжении на затворе 2,5 В). Некоторое неудобство его использования состоит в том, что он выпускается только в корпусе SOT-23 для поверхностного монтажа, но, как оказалось, такой корпус нетрудно распаять на круглые контактные площадки использованной макетной платы. При подборке замены этого транзистора надо использовать такой, у которого нормировано сопротивление канала при напряжении на затворе 3 В или менее, оно не должно превышать 0,1 Ом. Подойдёт транзистор Si2302CDS в таком же корпусе или один из транзисторов сборки FS8205A или любой другой сборки с теми же цифрами в обозначении (GTT8205S, STT8205S, CEG8205A и др.). Недостаток у этой сборки — шаг выводов составляет 0,65 мм, поэтому для облегчения монтажа её неиспользуемые выводы лучше удалить.

Для монтажа элементов устройства использован отрезок макетной печатной платы размерами 14×49 мм с металлизированными отверстиями с шагом 2,54 мм, всего отверстий 6×19. На **рис. 3** слева показано размещение элементов на макетной плате, а справа — вариант их соединения отрезками изолированного монтажного провода, отверстия под микросхемой условно не показаны. Все радиоэлементы,

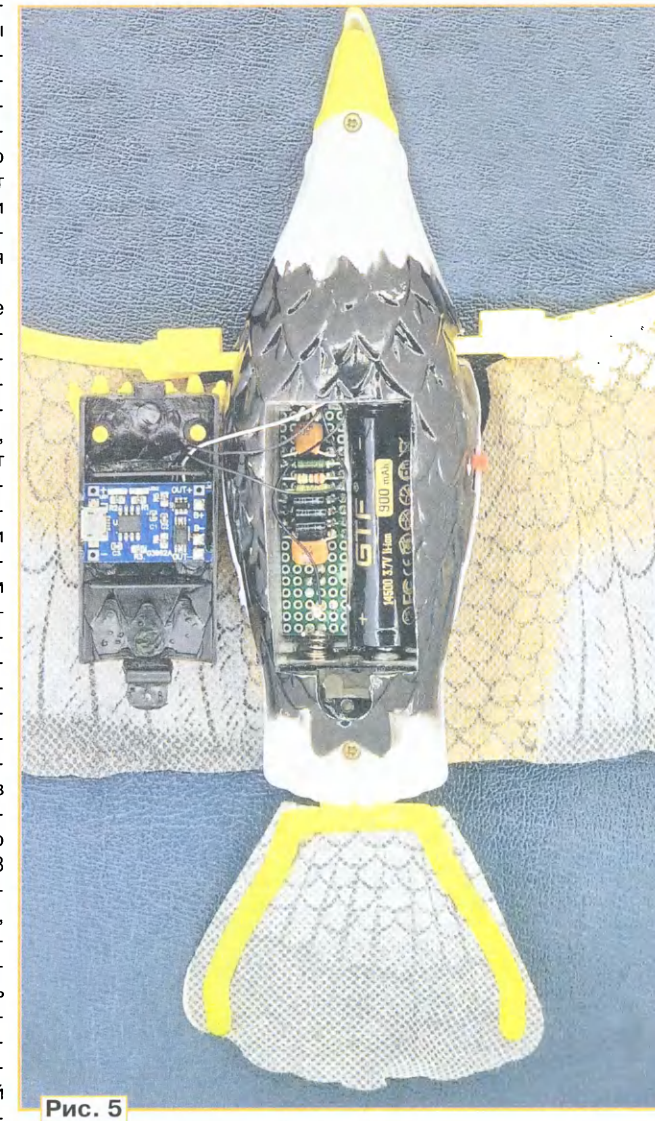


Рис. 5

кроме транзистора VT1, установлены над микросхемой DD1 и распаяны в крайние отверстия платы. На **рис. 4** приведена смонтированная плата.

Плата размещена в одном из отделений отсека для элементов питания пугала, в другом отделении установлен Li-Ion аккумулятор. Для подключения платы к контактам батарейного отсека в неё впаяны четыре латунных штыря диаметром 1 мм от разъёма 2PM, отверстия для их пайки выделены на рис. 3 жирными окружностями. Пружинный контакт отделения упирается в одну пару этих штырей, вторая пара отогнута в сторону плоского контакта отделения. Для подключения минусового (зелёного) провода от механизма пугала к стоку VT1 в плату впаян ещё один такой же контакт.

Как указывалось выше, питание пугала осуществляется от одного Li-Ion аккумулятора типоразмера 14500, его ёмкость — 0,9 А·ч. Для его зарядки использован специализированный зарядный модуль A1 на микросхеме TP4056 с защитой аккумулятора от перезарядки, переразрядки, короткого замыкания. Маркировка на плате модуля — 03962A [2]. Существуют аналогичные платы и с другими вариантами названия и маркировки, например JL-CD01A. Разъём microUSB для подключения телефонного зарядного устройства входит в состав модуля. Существуют подобные модули и с USB-разъёмом Type-C [3].

Приобретённый зарядный модуль обеспечивает максимальный ток зарядки 1 А для аккумуляторов типоразмера 18650, для его уменьшения до 0,5 А следует на плате заменить резистор R3 с сопротивлением 1,2 кОм (маркировка 122) на резистор сопротивлением 2,4 кОм. Выход модуля OUT+ не используется, он на плате соединён с выводом B+.

Плата модуля укорочена на несколько десятых долей миллиметра подпиливанием, установлена в крышку, которая закрывает батарейный отсек пугала (в ней сделан вырез для разъёма модуля), и закреплена в ней несколькими каплями моментального клея. Для зарядки аккумулятора и подключения к этой плате зарядного устройства крышку необходимо слегка приоткрыть. Можно сделать вырез и в основном корпусе пугала, тогда крышку для зарядки аккумулятора снимать не придётся. Установка модуля, платы с элементами таймера и аккумулятора внутри пугала продемонстрирована на **рис. 5**.

Если модуль зарядки не устанавливать, аккумулятор придётся каждый раз извлекать из отсека для зарядки, кроме того, надо следить за работой пугала и не допускать переразрядки аккумулятора.

Если использовать диоды, резисторы и конденсаторы для поверхностного монтажа и устанавливать каждый элемент на среднюю пару отверстий платы в том же порядке, что и на рис. 3, но со стороны, противоположной стороне установки микросхемы, можно уменьшить ширину платы до 10...12 мм.

Такой таймер при соответствующем изменении частоты и числа используемых выходов может использоваться для периодического включения других нагрузок.

ЛИТЕРАТУРА

1. CD4020BC, CD4040BC, CD4060BC. — URL: **https://goo.su/aZUUVQu** (24.12.24).

2. Зарядная плата TP4056, Micro USB, Type-C, 5 В, 1 А, 18650. — URL: **https://sl.aliexpress.ru/p?key=XQYUGRH** (24.12.24).

3. **Бирюков С.** Игрушечный светофор. — Радио, 2024, № 9, с. 59—63.

Тестер GM328A и его доработки

И. НЕЧАЕВ, г. Москва

В настоящее время стали доступны так называемые многофункциональные тестеры радиоэлементов, которые известны под наименованиями GM328, GM328A и некоторыми другими. Их основой является микроконтроллер (МК) серии ATmega328. Эти тестеры измеряют сопротивление резисторов, различные параметры конденсаторов, катушек индуктивности, определяют цоколёвку самых распространённых полупроводниковых приборов, измеряют некоторые их параметры. Часть моделей позволяют измерять постоянное напряжение, работать как частотомер, генератор импульсного сигнала или сигнала с изменяемой скважностью. Обсуждать технические характеристики этих тестеров затруднительно, поскольку слишком много моделей и производителей. Об этом много информации в Интернете.

При дефиците радиоизмерительной аппаратуры один из таких тестеров при всех своих недостатках может стать для начинающего радиолюбителя просто незаменимым в его пока ещё простой радиолаборатории, тем более, если его немного усовершенствовать и расширить функциональные возможности. Об этом и рассказано в предлагаемой вниманию читателей статье.

Следует отметить, что под одинаковыми или схожими названиями различные производители выпускают тестеры, которые могут существенно отличаться по конструктивному исполнению и выполняемым функциям. Поэтому все параметры и варианты доработки, упомянутые в статье, относятся к тестеру, конструкция которого показана на **рис. 1** и **рис. 2**. Источником питания может быть зарядное устройство или Power Bank с выходным напряжением 5 В, для его подключения на плате установлен USB-разъём, а также другой источник питания (например, автономный) напряжением 7...12 В. В этом варианте он представляет собой смонтированную плату на пластмассовых стойках, и, кроме тестирования упомянутых выше радиоэлементов, измеряет частоту, постоянное напряжение и вырабатывает импульсные сигналы: меандр с изменяемой частотой и сигнал с регулируемой скважностью и фиксированной частотой. Для этих сигналов предназначен разъём (винтовой клеммник) в нижней части платы (см. рис. 1). Нумерация контактов этого разъёма произвольная, а назначение указано на плате.

Для подключения выводных радиоэлементов на плате тестера установлена 14-контактная ZIF-панель с нулевым усилием. Её контакты промаркированы на плате. Для размещения и тестирования SMD-элементов (например, в корпусе SOT23) на плате тестера, правее панели, размещены три залуженные контактные площадки также с маркировкой.

Одним из недостатков тестера GM328A является ограниченная возможность при тестировании некоторых SMD-элементов, поскольку их затруднительно подключить к контактным площадкам. Поэтому для повышения удобства тестирования различных SMD-элементов предлагается изготовить дополнительную печатную плату, которую можно установить в ZIF-панель.

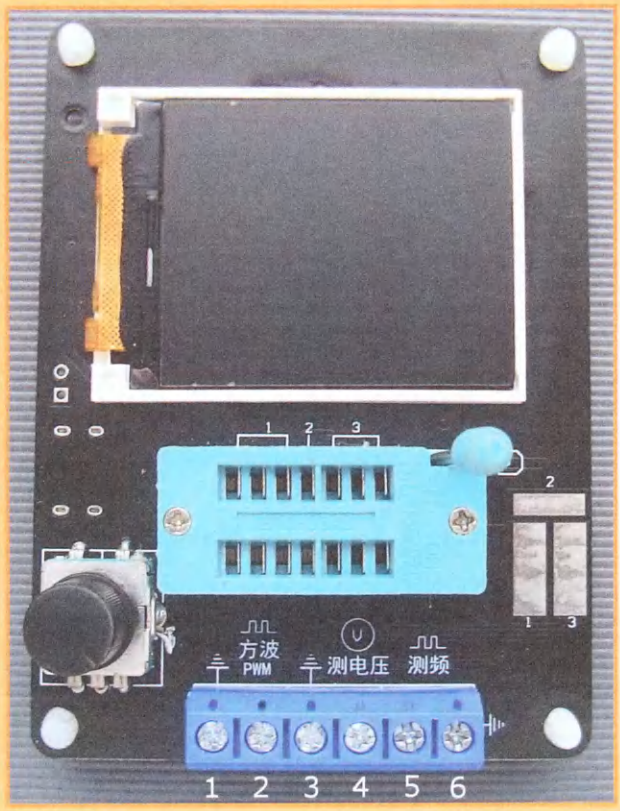


Рис. 1

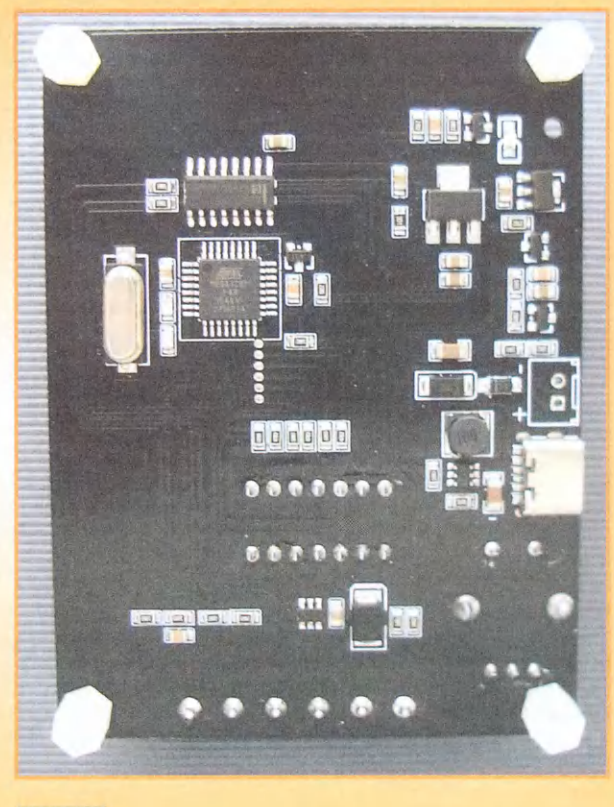


Рис. 2

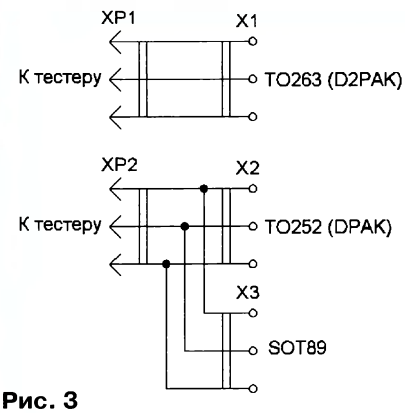


Рис. 3

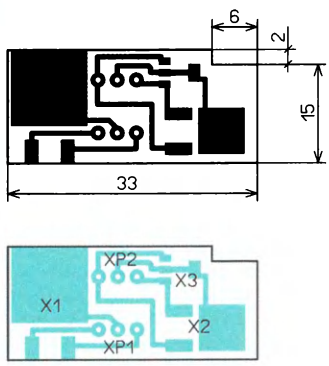


Рис. 4

Схема платы показана на **рис. 3**. На ней размещены печатные проводники в виде контактных площадок X1—X3 для монтажа элементов в корпусах TO263 (D2PAK), TO252 (DPAK) и SOT89. Чертёж печатной платы показан на **рис. 4**, она изготовлена из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм. Для установки в ZIF-панель тестера служат разъёмы XP1 и XP2 (серии PLS), а для рычажка панели в плате сделан вырез. Плату надо вставлять так, чтобы средний вывод разъёмов XP1 и XP2 попал в контакт 2 ZIF-панели. После пайки разъёмов XP1 и XP2 их пластмассовые держатели удаляют, чтобы плата плотно "садилась" в ZIF-панель. Контакты этих разъёмов желательно дополнительно укрепить небольшим количеством эпоксидного клея. На площадках для подключения выводов припоем сделаны небольшие наплывы, чтобы обеспечить более надёжный контакт. Размещение печатной платы с тестируемыми элементами в ZIF-панели показано на **рис. 5**. Понятно, что для тестирования должен быть установлен только один элемент. По мере необходимости можно изготовить несколько аналогичных плат с контактными площадками для подключения других SMD-элементов.

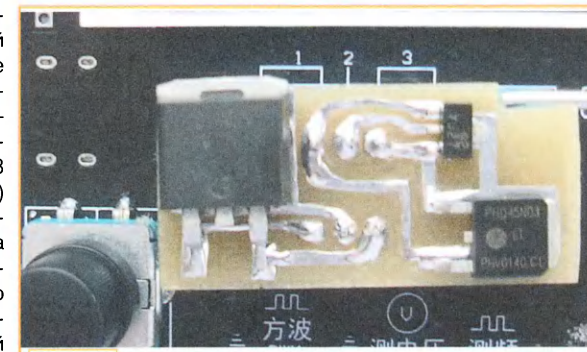


Рис. 5

Ещё один недостаток тестера проявляется при установке SMD-элементов на штатные контактные площадки. Малогабаритные элементы непросто разместить и удерживать. Здесь может помочь прижим, который несложно изготовить из пружинящей пластмассы. Чтобы было видно, как установлен элемент, пластмасса должна быть прозрачной (оргстекло). Размещение такого прижима рядом с дисплеем показано на **рис. 6**, а его конструкция показана на **рис. 7**. Пластину шириной 5...6 мм приклеивают одним концом нижней стороной к плате тестера, чтобы второй конец можно было приподнять на 1...2 мм.

Рис. 6

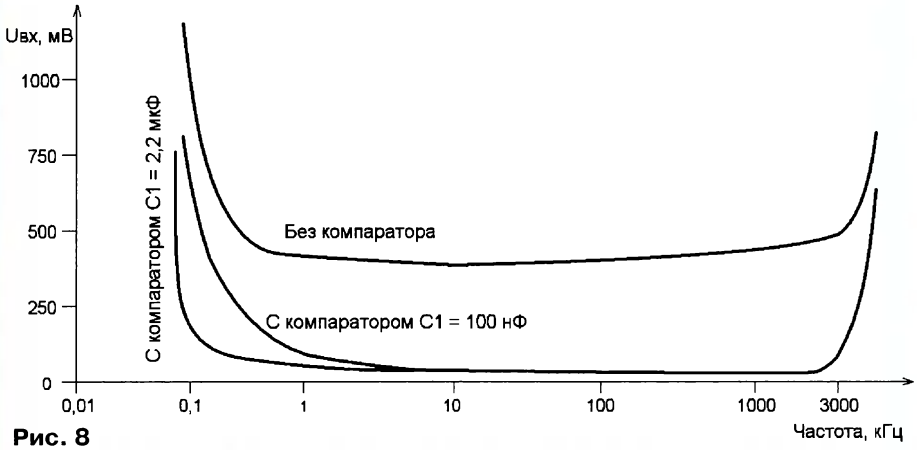


Рис. 8

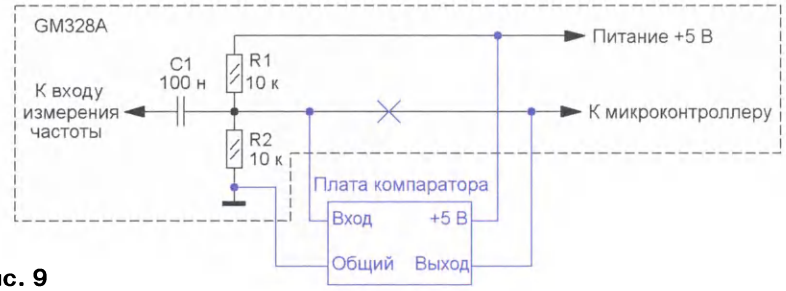


Рис. 9

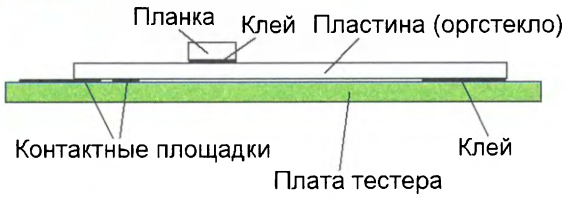


Рис. 7

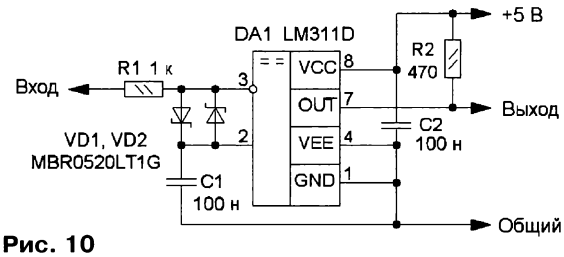


Рис. 10

Чтобы это было удобно сделать, к пластине приклеена выступающая планка, но так, чтобы она не мешала рычажку ZIF-панели. Толщину пластины подбирают экспериментально, чтобы получить желаемое усилие прижатия. Для установки элемента надо одной рукой за планку приподнять пластину и с помощью тонкого пинцета установить тестируемый элемент на контактных площадках. Пластину надо разместить так, чтобы остались свободными части штатных контактных площадок на плате тестера.

Теперь перейдём к возможным доработкам электронной части тестера GM328A.

Компаратор в цепи измерения частоты. С помощью тестера GM328A можно измерять частоту сигнала. Контакты для подачи сигнала: 5 — сигнал и 6 — общий (см. рис. 1). Для проверки этого параметра была снята зависимость чувствительности (минимального напряжения) от частоты при измерении частоты синусоидального сигнала, которая приведена на **рис. 8**. Видно, что средняя чувствительность — 270 мВ (RMS — среднее значение). На частоте более 3 МГц она ухудшается, что можно объяснить ограниченным быстродействием МК. На частоте менее 100 Гц она также ухудшается, что объясняется недостаточной ёмкостью разделительного конденсатора, к тому же существенно увеличивается погрешность измерения, что, видимо, связано со способом измерения частоты в МК.

Поскольку измеряемый сигнал поступает напрямую на вход МК тестера, существует возможность повреждения этого входа с непредсказуемыми последствиями для всего тестера. Кроме того, для многих случаев чувствительность может быть недостаточной. Повысить как надёжность, так и чувствительность поможет установка компаратора в цепь измерения частоты тестера. Схема этой цепи и доработки показаны на **рис. 9**, а схема компаратора — на **рис. 10**. Диоды Шоттки VD1, VD2 (MBR0520LT [1]) совместно с резистором R1 ограничивают напряжение на входе компаратора DA1 (LM311D [2]), элементы размещены на односторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 0,5..1 мм, чертёж которой показан на **рис. 11**, а размещение элементов — на **рис. 12** (масштаб 2:1).

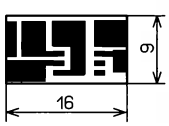


Рис. 11

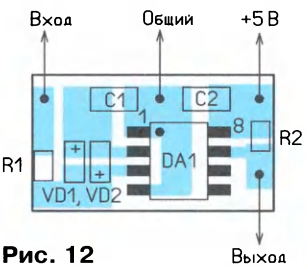


Рис. 12

Применены элементы для поверхностного монтажа, резисторы — типоразмера 0805, конденсаторы — типоразмеров 1206, 0805.

Как следует из рис. 9, на вход МК с делителя R1R2 поступает постоянное напряжение 2,5 В, а сигнал поступает через конденсатор С1. Нумерация

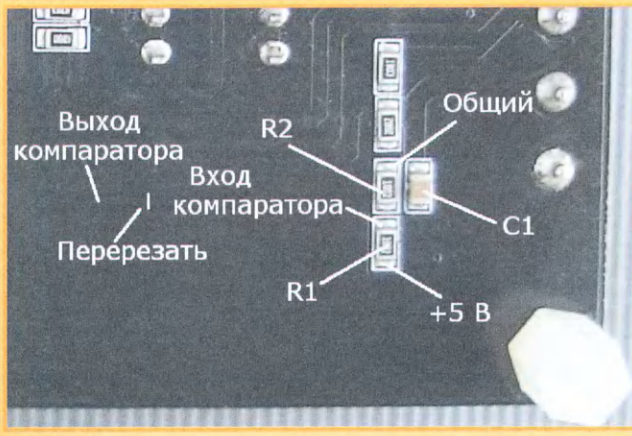


Рис. 13

Рис. 14

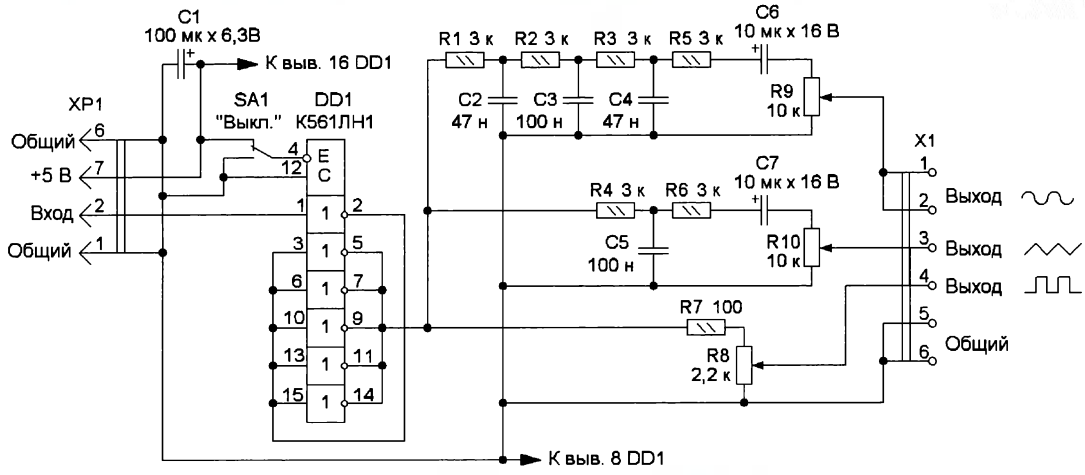


Рис. 15

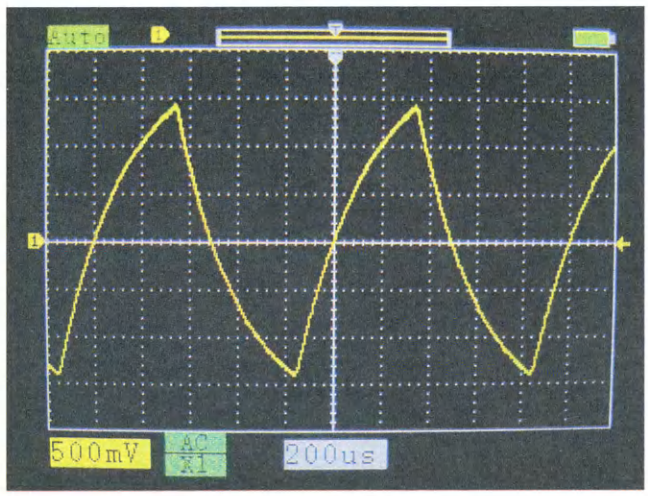


Рис. 16

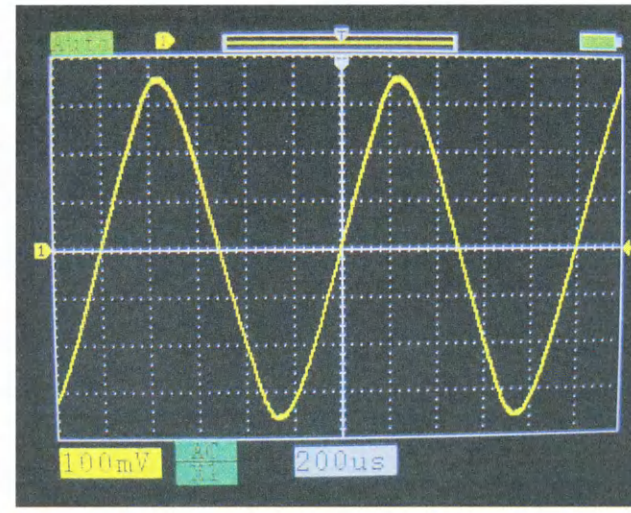
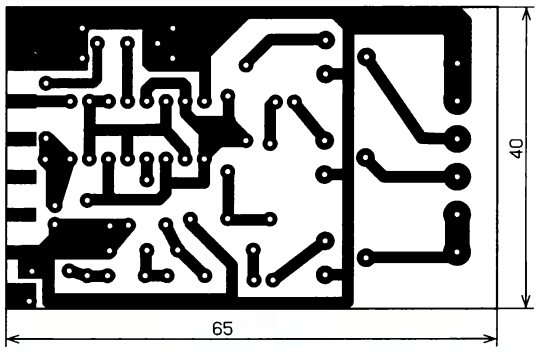
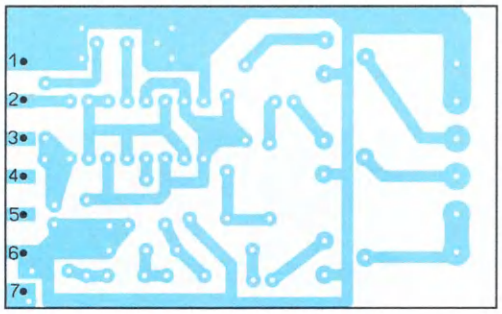


Рис. 17

элементов — условная, поскольку на плате она отсутствует. Размещение этих элементов и места подключения на плате тестера показаны на **рис. 13**. Печатный проводник, идущий от резистивного делителя к МК, надо аккуратно перерезать. При этом проводник, идущий к входу МК, надо аккуратно зачистить, залудить и припаять к нему выход компаратора. Размещение платы компаратора на плате тестера показано на **рис. 14**. Для монтажа использованы тонкие обмоточные провода, если они длинные, после проверки работоспособности их надо зафиксировать каплями клея.

Зависимость чувствительности от частоты после установки компаратора показана на рис. 8. Она увеличилась до 10...15 мВ, но только в частотном диапазоне, где сам тестер обеспечивает устойчивую работу частотомера. Увеличение ёмкости конденсатора C1 до 2,2 мкФ расширило вниз диапазон уве-





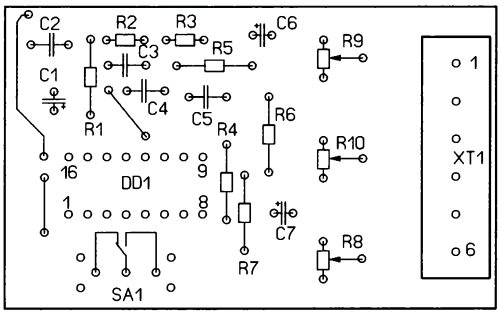


Рис. 18

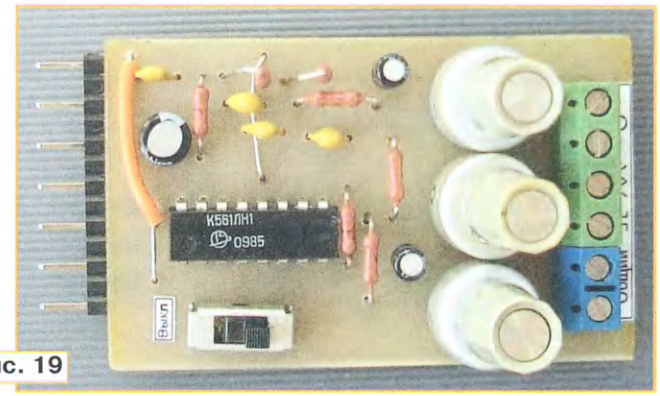


Рис. 19

личенной чувствительности. Однако на уменьшение погрешности это не повлияло. На вход был подан синусоидальный сигнал напряжением до 11 В, при этом обеспечивалось устойчивое измерение частоты, и выхода компаратора из строя не происходило.

Функциональный генератор. Это устройство выполнено в виде приставки к тестеру GM328A и может расширить его функциональные возможности. Приставка подключается к тестеру, она формирует сигналы синусоидальной и треугольной форм на частоте около 1 кГц, а также повторяет цифровые сигналы тестера (прямоугольный меандр и с регулируемой ШИМ). Уровень сигнала можно плавно регулировать или выключать без изменения установок тестера. Использование приставки позволяет существенно уменьшить прямое влияние нагрузки на МК тестера, тем самым снижается вероятность его повреждения при возникновении в ней аварийной ситуации.

Схема приставки показана на **рис. 15**. Она содержит микросхему КР561ЛН1 (DD1), которая содержит шесть стробируемых (вход С) элементов НЕ (инверторов), которые можно переводить в состояние с высоким выходным импедансом (Z-состояние) подачей сигнала на управляющий вход Е. Сигнал с цифрового выхода тестера (импульсный сигнал) поступает на вход первого логического элемента, а проинвертированный сигнал поступает на входы пяти включённых параллельно элементов. Такое техническое решение обеспечивает, во-первых, повышенную нагрузочную способность цифрового выхода приставки, во-вторых, совпадение фаз сигналов тестера и приставки. Прямоугольные импульсы через токоограничивающий резистор R7 поступают на регулятор уровня на резисторе R8, а с его выхода — на контакт 4 разъёма X1.

Одновременно импульсы с выходов логических элементов поступают на интегрирующую RC-цепь R4C5, на выходе которой преобразуются в импульсы треугольной формы, которые через резистор R6 и конденсатор C7 поступают на регулятор уровня сигнала на резисторе R10. Переменный сигнал треугольной формы (**рис. 16**) поступает на контакт 3 разъёма X1. Форма сигнала неидеальная, но важно то, что его вершины остроконечные. С помощью такого сигнала и осциллографа удобно определять ограничение сигнала сверху или снизу в различных усилительных каскадах тракта ЗЧ.

Прямоугольные импульсы с выхода логических элементов поступают также на НЧ-фильтр R1C2R2C3R3C4, на выходе которого формируется сигнал синусоидальной формы. Пройдя через резистор R5 и конденсатор C6, этот сигнал поступает на регулятор уровня — резистор R9 и далее на выход — контакты 1 и 2 разъёма X1. Форма синусоидального сигнала показана на **рис. 17**. Следует отметить, что НЧ-фильтр и интегрирующая RC-цепь рассчитаны на частоту цифрового сигнала 1 кГц, поэтому форма и напряжение указанных сигналов обеспечиваются именно на этой частоте.

Все детали приставки размещены на плате из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, чертёж платы и размещение на ней элементов показаны на **рис. 18**. Смонтированная плата показана на

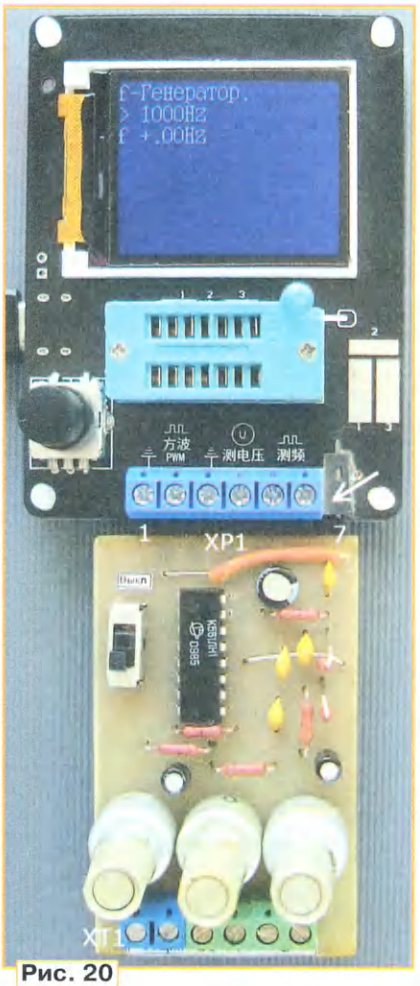


Рис. 20

рис. 19. Применены постоянные резисторы МЛТ, С2-23 или импортные, переменные резисторы — СП4-1, можно применить и другие, но тогда размеры и топологию платы, возможно, придётся изменить. Оксидные конденсаторы — К50-35 или импортные, остальные — керамические К10-17 или импортные. Разъём X1 — клеммник винтовой шестиконтактный наборный с шагом выводов 5 мм. Переключатель SA1 — ПД9-2. Приставка подключается к выходному разъёму (винтовому клеммнику) тестера с помощью штыревого разъёма серии PLS, который "прорежен" — удалены штыри через один, в результате получилось семь штырей с шагом 5,08 мм. Это позволяет быстро подключать и отключать приставку.

Для подачи питающего напряжения на приставку, рядом со штатным разъёмом тестера, вплотную к нему, установлено (приклеено) гнездо серии PBS (**рис. 20** показано стрелкой), на которое с платы тестера с помощью тонкого провода подано напряжение +5 В. Назначение контактов и элементов можно промаркировать с помощью распечатанных на бумаге шильдиков, которые защищают от истирания липкой лентой (скотчем) и приклеивают к плате приставки.

ЛИТЕРАТУРА

1. MBR0520LT. — URL: **https://goo.su/Rg8LUs7** (15.11.24).

2. LM211, LM311. Single Comparators. — URL: **https://goo.su/sOGWW** (15.11.24).

От редакции. *Чертежи печатных плат находятся по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/GM328A.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Имитатор пламени на светодиодах WS2812B

Д. МАМИЧЕВ, п. Шаталово Смоленской обл.

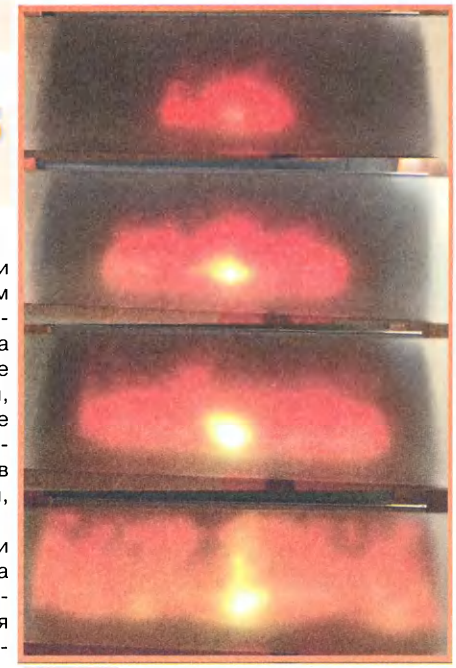


Рис. 1

Почему люди любят долго смотреть на огонь? Вид пламени их как бы завораживает и околдовывает. Танцующие, меняющие цвет и поглощающие тьму вокруг огненные языки оказывают гипнотическое и успокаивающее действие. Огонь созидающий и огонь уничтожающий живут рядом с человеком уже не одну тысячу лет, имея символическое, ритуальное значения, а также огромное практическое.

Автор статьи заинтересовался возможностью имитации пламени с помощью светодиодов WS2812B. Основой для экспериментов в программной составляющей послужила интернет-публикация [1]. Её автор взял за основу реализации алгоритма физики процесса горения, а не готовую анимацию или алгоритмы случайных значений (шум Перлинга). Экспериментальной установкой послужила конструкция автора из [2], показанная на рис. 8. В качестве управляющих плат, кроме исходной, были добавлены RP2040 и ESP32. Также была опробована возможность дистанционного регулирования параметров пламени с помощью ИК-управления, посредством пульта.

Внешний вид имитации пламени разной силы представлен на **рис. 1**, а используемые схемотехнические решения — на **рис. 2**—**рис. 4**. Для управления "огнём" использован ИК-приёмник, для работы которого были использованы самописные функции

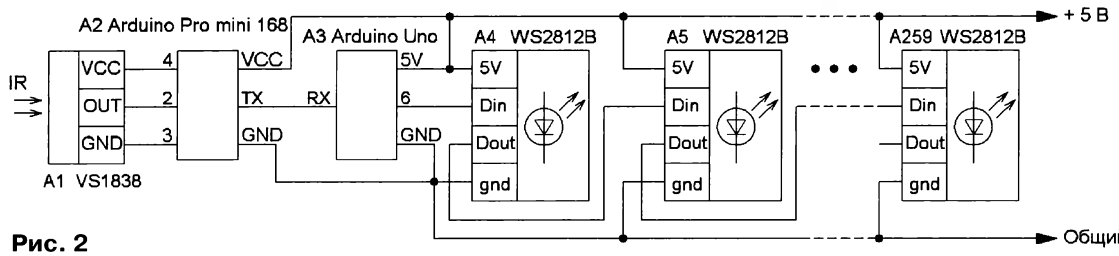


Рис. 2

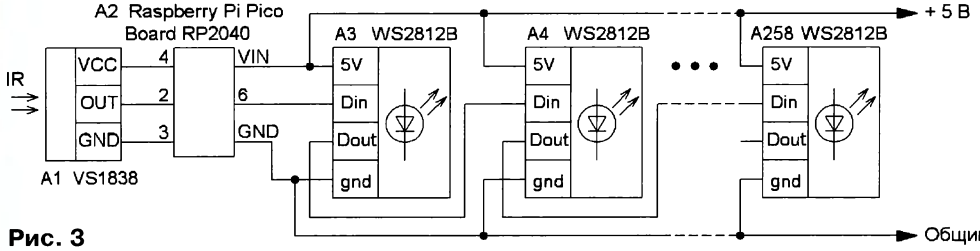


Рис. 3

участника форума [3] с ником skoctehs.

Опыты начались с выбора пульта (**рис. 5**) из имеющихся для выбора наиболее удобного для управления параметрами огня. С этой целью был собран стенд, схема которого показана **рис. 6**, и в модуль загружен скетч **ik_priemnik.ino**. По

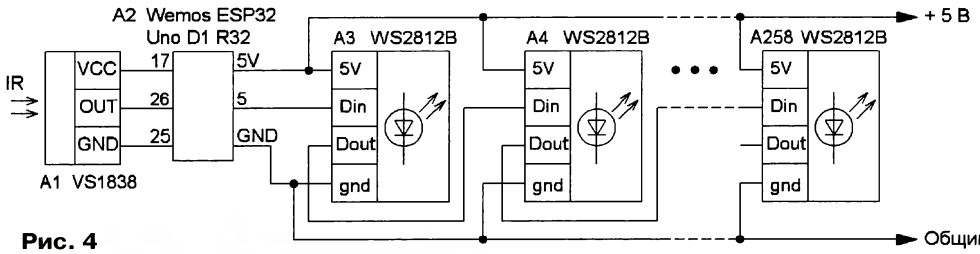


Рис. 4

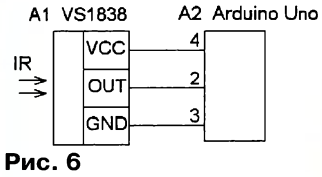


Рис. 6

работоспособности. Для управления светодиодами использовались библиотеки **Adafruit_NeoMatrix.h** и **Adafruit_NeoPixel.h**. Эксперимент выявил неустойчивость приёма команд ИК-пульта (пропуски команд при нажатии на кнопки). Причина в том, что на время обновления данных цвета на светодиодной матрице происходит запрет прерываний МК, а функция чтения посылок ИК-приёмника работает на аппаратном прерывании. Чем данным, поступающим в монитор порта Arduino IDE, определялось наличие работоспособных кнопок, сбои в значениях кодов кнопок, дальность устойчивого управления, удобство работы с пультом и набором кнопок управления. После выбора пульта (рис. 5 справа внизу) были определены следующие функции по кнопкам: 1 — переключение автоматического переменного горения на ручное управление параметрами; 2 — отключение/включение биения пламени; 3 — уменьшение ширины пламени; 4 — уменьшение цветовой температуры пламени; 5 — увеличение цветовой температуры пламени; 6 — уменьшение высоты пламени; 7 — увеличение ширины пламени; 8 — увеличение высоты пламени; 9 — смена цвета пламе-

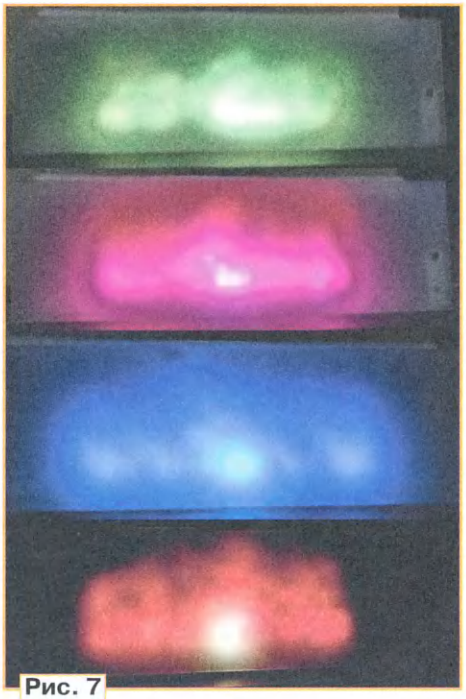


Рис. 7

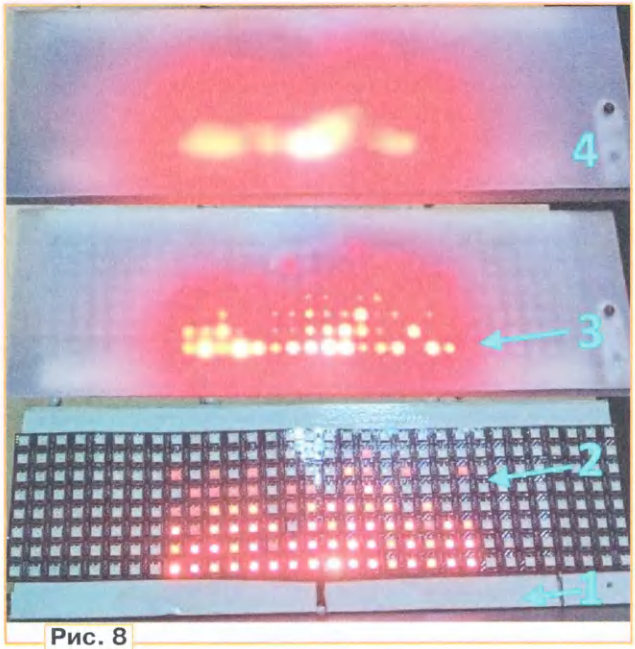


Рис. 8

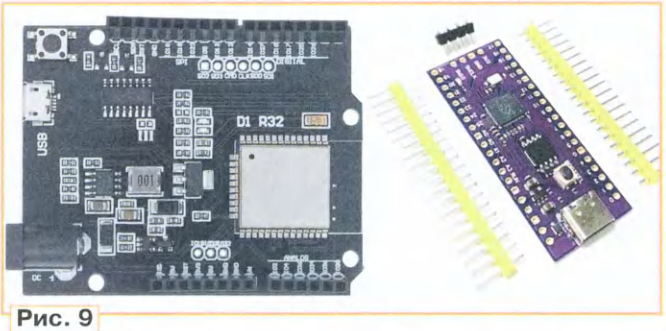


Рис. 9

ни (**рис. 7**), имитирующего горение различных солей металлов.

Далее к управляющему модулю с микроконтроллером (МК) была подключена матрица 8×32 светодиодов WS2812B и загружен пробный скетч для проверки чаще обновляются цвета свечения пикселей, тем чаще идут запреты, приводящие к сбою. Такой подход в работе библиотеки Adafruit_ Neo Pixel.h реализован для всех управляющих модулей, кроме нескольких. Модуль ESP32 (Wemos ESP32 UNO D1 R32) входит в это исключение. Для исправления положения было решено разделить аппаратно работу матрицы и ИК-приёмника сигналов. На рис. 2 показан рабочий вариант конструкции.

Модуль A2 обрабатывает данные ИК-приёмника, а модуль A3 управляет светодиодной матрицей. Иначе говоря, для разделения использованы два отдельных МК. Связь между ними осуществляется посредством интерфейса UART (выводы Tx, Rx). Скетч этого варианта реализации конструкции — **plamia_ik_uno. ino**. Такой вариант исключает сбои, но усложняет монтаж изделия. Гораздо удобнее использовать при макетировании модуль RP2040 (Raspberry Pi Pico Board RP2040). Её МК уже содержит два ядра, связь между которыми программно можно осуществлять в простом случае посредством общих переменных, меняя и используя их значения в обоих циклах loop(). Схема этого варианта устройства показана на рис. 3, программы — в файле **plamia_ik_rp2040.ino**. В третьем варианте опытов со схемами (см. рис. 4) такого разделения не требуется, поскольку обновление данных матрицы не мешает работе ИК-приёмника.

Питание устройства осуществляется от сетевого блока питания IRN-050300A с выходным напряжением 5 В и током до 3 А. Можно применить любой аналогичный блок питания.

Устройство (**рис. 8**) собрано из жёсткого листового поропласта. Его основа согнута в форме призмы 1. К его лицевой стороне с помощью двухстороннего скотча приклеена светодиодная матрица 2. Снаружи матрица закрыта полупрозрачным экраном 3 из молочного пластика толщиной 4 мм, который опирается на уголок 4. Восприятие изображения сильно зависит от расстояния между матрицей и экраном и немного от расстояния до наблюдателя. Автор проводил опыты, меняя расстояние между матрицей и экраном от 10 до 25 мм, подбирая оптимальный эффект для создания желаемого размытия пламени — эффекта боке (от японского слова размытие).

Внешний вид используемых в конструкции модулей A2 для вариантов, схемы которых показаны на рис. 3 и рис. 4, показан на **рис. 9**.

К основным переменным скетчей, которые влияют на внешний вид пламени, относятся **fire_loss, razmer, Hue, bienie, cvet_plamrni**.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алгоритм огня для адресных светодиодных матриц. — URL: **https://labdata.ru/article/algoritm-ognja-dlja-adresnyh-svetodiodnyh-matric** (30.11.24).

2. **Мамичев Д.** Генерация узоров на матрице 8×32 из светодиодов WS2812B. — Радио, 2023, № 3, с. 62, 63.

3. Скетч для покупного ИК-пульта. — URL: **https://arduino.ru/forum/programmirovanie/sketch-dlya-pokupnogo-ik-pulta** (30.11.24).

От редакции. *Файлы проекта и видеоролики, иллюстрирующие работу устройства, находятся по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/02/ogon.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Ответы на викторину "Платы расширения Keyestudio"

("Радио", 2025, № 1, с. 63, 64)

Р. СЕРГЕЕНКО, г. Гомель, Беларусь

1. **Ответ — 0.** Микросхема MAX6675 фирмы Maxim Integrated (входит в состав Analog Devices) — это преобразователь сигналов термопары K-типа. К колодке XT1 подключается термопара. К разъёму XP1 — процессорный модуль, например Arduino, для которого разработаны удобные библиотеки функций MAX6675.

Бытовые термопары K-типа (хромель-алюмель) обычно рассчитаны на температуру от 0 до +400...800 °С. Но и без термопары микросхема MAX6675 способна измерять температуру, для чего надо закоротить клеммы 1 и 2 колодки XT1.

Физика процесса. Термопара генерирует напряжение, пропорциональное разности температур горячего и холодного спаев. Горячий спай — место измерения, холодный спай — место подключения проводов термопары к колодке XT1. Микросхема MAX6675 обеспечивает программный учёт температуры холодного спая, т. е. она прибавляет к общему результату температуру окружающей среды, которую измеряет с помощью внутреннего полупроводникового термодатчика.

Пример — напряжение термопары между клеммами 1 и 2 колодки XT1 составляет 8,539 мВ, что по переводной таблице [1] соответствует разности температур 210 °С. Но через интерфейс SPI в Arduino при комнатной температуре 20 °С будет передано 210 + 20 = 230 °С. Если напряжение термопары равно нулю (закорочены её выводы), то MAX6675 сформирует показание 20 °С.

Важный нюанс. Внутренний термодатчик MAX6675 не калиброван и реально обладает погрешностью ±1...3 °С. Этот момент надо учитывать в программе при точных измерениях, не забывая усреднять отсчёты MAX6675 фильтром "бегущее среднее" [2].

2. **Ответ — 1.** Микросхема TB6612FNG фирмы Toshiba является двухканальным мостовым драйвером двигателей. В ПР KS0384 к ней подключаются два двигателя по однотипным схемам. Входы драйвера AIN1, AIN2 задают направление вращения. Если AIN1 = 0, AIN2 = 1, то ротор двигателя M1 вращается против часовой стрелки (CCW), если AIN1 = 1, AIN2 = 0 — по часовой стрелке (CW).

Транзистор PQ2 инвертирует сигнал AIN1, экономя одну линию порта микроконтроллера (МК) ATmega328. Это прямое управление, без обратной связи.

3. **Ответ — 0.** ПР KS0370 — это интеллектуальный полноцветный световой индикатор. Он состоит из че-тырёх однотипных фрагментов светодиодной ленты на модулях WS2812B [3].

Управляющий сигнал в виде последовательности единиц и нулей подаётся на вход S от модуля Arduino. В справочных данных на модуль WS2812 указан минимальный уровень на входе DIN — 0,7•VCC = 0,7•5 = 3,5 В. Если уровень лог. 1 составляет 5 В, как в Arduino Mega2560, то проблем нет.

Иное дело, когда уровень лог. 1 составляет 3,3 В, как в Arduino Zero. Здесь для повышения помехоустойчи-

вости нужен преобразователь уровня 3,3/5 В между выходом Arduino и входом S ПР. Другое решение — включить в цепь VCC последовательный диод 1N4001, тем самым снизив напряжение питания до 4,3 В и минимальное входное напряжение до 0,7•4,3 = 3 В.

На форумах иногда пишут, что низковольтные МК могут управлять модулями WS2812B без всяких доработок, в расчёте на технологический запас. Однако принцип "и так сойдёт" не приветствуется в радиолюбительском сообществе. Параметры, указываемые изготовителем, рекомендуется соблюдать, причём с запасом 10...20 %.

4 **Ответ — 1**. U1 — это квадратурный энкодер со встроенной кнопкой, по параметрам эквивалентный EC11 фирмы ALPS. Поскольку он механический, то наибольшую опасность представляет большой ток через замкнутые контакты.

Как известно, в процессе работы энкодера замыкаются его контакты A и C, B и C, S1 и S2, что соответствует закорачиванию цепей CLK, DT, SW на общий провод GND. Сопротивление контактов — 0,1...0,2 Ом, допустимый ток — не более 5...10 мА.

Если случайно перепутать провода, подводящие сигналы к штырям 1 и 4, 2 и 4, 3 и 4 разъёма J1, то произойдёт КЗ в источнике питания с напряжением VCC (5 В) и подгорят контакты энкодера, что опасно.

Если перепутать цепи CLK и DT (штыри 1 и 2), CLK, VCC и GND (штыри 1 и 5, 4 и 5), то аварии не будет, но логика работы энкодера полностью изменится.

5 **Ответ — 0**. ПР KS0057 содержит два реле SRD-05VDC-SL-C фирмы Songle, два коммутирующих транзистора, два светодиода и элементы обвязки. К штыревому разъёму CON1 подключаются сигналы питания и управления от Arduino (или от другого низковольтного устройства). К клеммам колодки CON2 подключается нагрузка с током до 7...10 А при напряжении 28 В постоянного или 125...250 В переменного тока.

Идентифицировать разъёмы позволяют облуженные проводники в правой части рисунка из вопроса викторины. Они указывают на большой протекающий ток. Для справки, медный проводник шириной 1 мм на печатной плате с толщиной фольги 35 мкм допускает ток 3...4 А при умеренном нагреве (**рис. 1** [4]). Покрытие проводников припоем многократно увеличивает допустимый ток, что предотвращает возгорание.

Интересное наблюдение. В ПР KS0011 содержится не два, а одно реле с такими же параметрами, но проводники не залужены! Следовательно, к такой плате лучше не подключать мощную нагрузку. Другой вариант — самостоятельно выполнить лужение.

6 **Ответ — 1**. На шилд управления двигателями Keyestudio 8833 может подаваться постоянное напряжение +VIN 6...9 В при токе до 3 А. Обычно для этого используются два последовательно включённых аккумулятора серии 18650 с номинальным напряжением 3,6 В каждый. Их суммарное напряжение контролируется визуально с помощью светодиодов LED1, LED2, подключённых к измерительному узлу, состоящему из двух ОУ микросхемы LM358 (компараторное включение) и резисторов R3—R6.

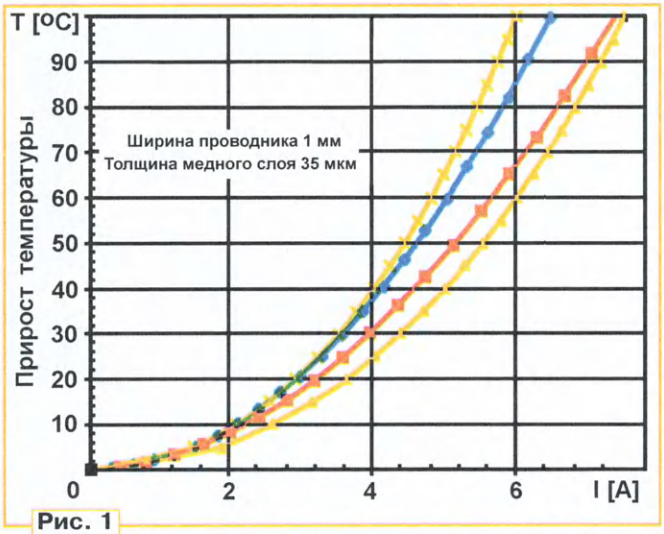


Рис. 1

Светодиоды включаются, когда напряжение на неинвертирующем входе ОУ U1A (U1B) становится больше хотя бы на 5...10 мВ, чем на его инвертирующем входе. Пороги включения рассчитываются по формулам: $V_{LED1} = V_{ИОН}(R3 + R5)/R5 = 3,3 \cdot (27 + 33)/33 = 6$ В; $V_{LED2} = V_{ИОН}(R4 + R6)/R6 = 3,3 \cdot (47 + 33)/33 = 8$ В, где $V_{ИОН}$ — напряжение, подаваемое на инвертирующие входы ОУ.

Аккумуляторы серии 18650 при полном заряде имеют напряжение 4...4,2 В, при полном разряде около 2,5 В. Следовательно, при входном напряжении +VIN ниже 6 В оба светодиода погашены (требуется подзарядка или отсутствует питание), при 6...8 В — светится индикатор LED1 (норма), если больше 8 В — дополнительно включается светодиод LED2 (питание выше 8 В, например, при подключении внешней "сетевой вилки" напряжением 9 В).

7 **Ответ — 1**. В наборы Keyestudio Starter Kit часто входят беспаечные макетные платы Breadboard. Они упрощают создание конструкций и позволяют перенести основной упор с железа на программную часть.

В фирменных руководствах Keyestudio обычно приводятся только рисунки расположения радиоэлементов на макетных платах, но без привычных электрических схем. Для примера в вопросе викторины показан узел подключения трёх светодиодов к модулю Keyestudio V4.0 Development Board (клон Arduino UNO).

При анализе надо учитывать, что два нижних и два верхних ряда гнёзд макетной платы соединяются накоротко по всей длине горизонтали. К ним по традиции подключается общий провод GND и питание 5 В. Гнёзда основного поля Breadboard имеют шахматную нотацию с латинскими буквами по вертикали и цифрами по горизонтали. Вертикальные ряды электрически соединяются внутри Breadboard по пять в ряд, например, A3—E3, A10—E10, F1—J1 и т. д.

Цепь соединения между гнёздами H2 и G8 выглядит так: H2—I2; левый резистор — 220 Ом; минус (2)—минус (8); правый резистор 220 Ом; I8—G8. Общее сопротивление в цепи составляет 220 + 220 = 440 Ом (**рис. 2**).

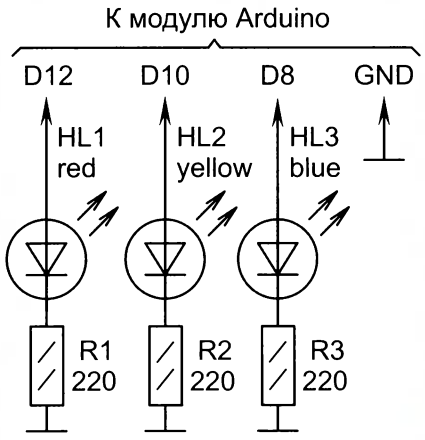


Рис. 2

8 **Ответ — 0**. ПР KS0203 служит датчиком водяного пара и влаги. Сам сенсор выполнен в форме "снежинки", состоящей из шести условных

концентрических кругов. Проводники чётных кругов соединяются вместе и представляют одну обкладку сенсора. Проводники нечётных кругов — вторую обкладку сенсора.

В исходном состоянии сопротивление сенсора составляет десятки мегаом. При попадании влажного воздуха или влаги на поверхность "снежинки" сопротивление между проводниками уменьшается. Чем оно меньше, тем больше влажность.

Для измерения сопротивления сенсора обычно используется делитель напряжения, со средней точки которого аналоговый сигнал поступает в модуль Arduino на оцифровку. Но электрической схемы ПР KS0203 в "википедии" Keyestudio нет, хотя её нетрудно составить самостоятельно, исходя из физики работы датчика и учитывая внешний вид компонентов (**рис. 3**).

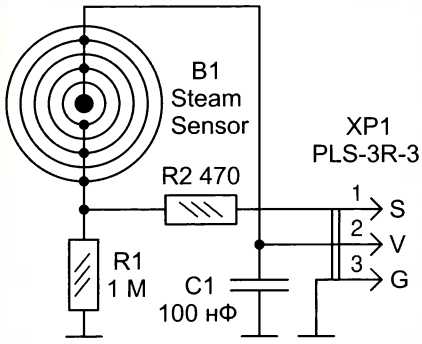


Рис. 3

На разъём XP1 выводятся цепи: S (**S**ignal, выход датчика), V (**V**CC, напряжение питания 3,3...5 В), G (**G**ND, общий провод). Высокоомный резистор R1 сопротивлением 1 МОм (маркировка 105) входит в плечо делителя напряжения вместе с сенсором B1. Низкоомный резистор R2 сопротивлением 470 Ом (маркировка 471) ограничивает ток при случайной подаче на проводники "снежинки" повышенного напряжения.

9 **Ответ — 1**. На плате Laser Module размещается маломощный лазерный диод U1 красного свечения, который активируется подачей лог. 1 на вход S. Транзистор Q1 служит ключом, а резистор R1 ограничивает ток лазерного диода, а значит, и мощность его излучения. Это важно в целях безопасности для зрения.

Тип лазерного диода U1 разработчик не указывает, но ориентироваться можно на диоды из лазерных указок, например RLD65MZT7 фирмы ROHM, который обеспечивает оптическую мощность 5 мВт при токе 28 мА, угол излучения — 8 градусов.

В справочных данных этого диода приводится график зависимости длины волны излучения от температуры нагрева лазера (см. рисунок на схеме вопроса викторины), при этом пики мощности нарисованы разными цветами. Но это "оптическая иллюзия", не имеющая отношения к цвету излучения самого лазера. На самом деле излучение, действительно, изменяется по частоте, но только в малых пределах и внутри красного диапазона длин волн 650...670 нм.

10 **Ответ — 0 или 1**. Микросхема TTP223N-BA6 фирмы Tontek является контроллером сенсорного датчика касания Touch Pad Detector. Параметры контроллера: ток потребления — 1,5...3 мкА, напряжение питания — 2...5,5 В, время отклика — 220 мс, автоматическая калибровка, двухуровневый выход КМОП.

Изготовитель контроллера гарантирует высокую стабильность срабатываний и регулируемую чувствительность, которая обеспечивается, с одной стороны, размерами сенсорного датчика PAD, с другой — ёмкостью конденсатора C3 (1...50 пФ). Чем больше размеры сенсора и меньше ёмкость конденсатора, тем выше чувствительность.

Дополнительное требование — конденсатор C3 должен быть термостабильный с нулевым TKE. В схеме это обозначено как NP0 (**N**egative **P**ositive **0**, плюс-минус нуль).

11 **Ответ — 1**. ПР KS0510 является датчиком влажности почвы, причём улучшенной конструкции. Отличие заключается в переходе от измерения сопротивления на постоянном токе к измерению переменного напряжения на обкладках ёмкостного датчика. Это, по задумке, улучшает долговременную стабильность показаний с учётом защищённой от коррозии конструкции чувствительного элемента.

На таймере U2 серии 555 собран генератор импульсов частотой около 860 кГц. С его выхода Q импульсы поступают через ограничивающий резистор R4 на сенсор B1 и выпрямитель на элементах D1, R3, C6. Чем больше почва содержит влаги, тем больше ёмкость датчика B1 и тем меньше амплитуда импульсов, поступающих на выпрямитель. Соответственно тем меньше аналоговое напряжение на контакте S.

12 **Ответ — 0**. К микросхеме DRV8833PWP фирмы Texas Instruments в ПР KS0559 подключаются четыре двигателя по мостовой схеме. Два из них изображены на рисунке вопроса викторины. Соединяются они проводами через клеммы PH-B1, PH-B2 и джамперные колодки JP5, JP7 параллельно выводам AOUT1, AOUT2 драйвера U3.

Если установить джамперы в колодках JP5, JP7 между контактами 1 и 2, 3 и 4, то оба двигателя M1 и M2 будут вращаться в одну сторону из-за одинаковой полярности напряжения. Но если в колодке JP7 установить джамперы между контактами 1 и 4, 2 и 3, а в колодке JP5 — между 1 и 2, 3 и 4, то на двигатели будут подаваться противофазные напряжения и их роторы станут вращаться в разные стороны.

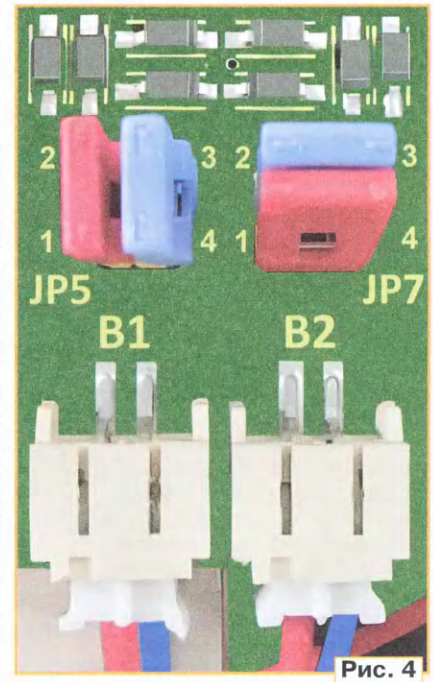


Рис. 4

К сожалению, графические обозначения колодок JP5 и JP7 на схеме ПР KS0559 нарисованы крайне неудачно, поэтому трудно догадаться, что джамперы могут быть установлены крест-накрест. Однако на печатной плате всё сделано правильно (**рис. 4**), что подчёркивает изящность технического решения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Type K Thermocouple. — URL: **https://www.thermocoupleinfo.com/type-k-thermocouple.htm** (10.11.24).

2. Фильтрация сигналов. — URL: **https://alexgyver.ru/lessons/filters/** (10.11.24).

3. **Мамичев Д.** Управление светодиодной лентой на модулях WS2812B без использования библиотек. — Радио, 2023, № 2, с. 60—62.

4. SamsPcbGuide, часть 3: Предельный ток печатной дорожки. — URL: **https://habr.com/ru/articles/411399/** (10.11.24).

ЖУРНАЛ

РАДИО

АУДИО • ВИДЕО • СВЯЗЬ • ЭЛЕКТРОНИКА • КОМПЬЮТЕРЫ

Получатель АНО "Редакция журнала "Радио"
ИНН 7708187140,
р/с 40703810538090108833 в ПАО Сбербанк г. Москва,
К/с 30101810400000000225, БИК 044525225.
КПП 770201001

Цена одного номера журнала в 2025 году (с 1-го по 6-й номер) при покупке в редакции — 520 руб.

Стоимость полугодовой подписки с рассылкой из редакции (адресная рассылка) для индивидуальных подписчиков России — 3840 руб., для индивидуальных подписчиков из стран зарубежья — 6000 руб.

Стоимость полугодовой подписки с рассылкой из редакции (адресная рассылка) для юридических лиц из России — 4080 руб.

Телефон для связи (495) 607-87-39

На бланке напишите, за какие журналы Вы переводите деньги и укажите свой точный адрес (с почтовым индексом). После того как деньги поступят на расчётный счёт, мы отправим Вам журналы. Наложенным платежом редакция журналы не высылает!

Год выпуска	Номер журнала	Стоимость одного номера в редакции	Стоимость одного номера с пересылкой	
			В Россию	В остальные страны
2021	11—12	250 руб.	350 руб.	800 руб.
2022	1—12	300 руб.	400 руб.	800 руб.
2023	2—12	470 руб.	570 руб.	800 руб.
2024	1—12	490 руб.	600 руб.	900 руб.
2025	1—6	520 руб.	640 руб.	1000 руб.

Подписные индексы журнала по каталогам:

Официальный каталог Почты России П4014;

КАТАЛОГ РОССИЙСКОЙ ПРЕССЫ 89032

Подписка на электронный журнал "Радио" с доставкой по электронной почте на 2025 год, а также 2024, 2023, 2022, 2021, 2020, 2019, 2018, 2017, 2016, 2015, 2014, 2013, 2012 на 12 месяцев (1 год).

https://el.radio.ru/

Журнал "Радио" в интернет-магазине ОЗОН

Dr.WEB®
Сделано в России

ЗАЩИТИ СОЗДАННОЕ

Поддерживаемые ОС

Dr.Web Security Space
защитит ваш цифровой МИР

Защита от хищений средств

От банковских троянцев, клавиатурных шпионов, хакерских атак во время сессии онлайн-банкинга

Защита от мошенников

От фишинговых и мошеннических сайтов, сайтов с вредоносным ПО

Защита от уязвимостей программ

От эксплойтов, используемых киберпреступниками для проникновений через ошибки в популярных приложениях

Защита данных и информации

От удаления, порчи, шифрования и похищения

Защита от захвата устройства и слежки

Блокировка камеры, микрофона, съемных устройств

Защита детей

Родительский контроль

- ✓ Dr.Web — в едином реестре отечественного ПО
- ✓ Круглосуточная техническая поддержка
- ✓ Бонус для покупателей — защита для Android

Техподдержка компании «Доктор Веб»:
https://support.drweb.ru

Сайты компании «Доктор Веб» в социальных сетях:
https://www.drweb.ru/user/social

Сайты компании «Доктор Веб»:
https://антивирус.рф
https://drweb.ru

© ООО «Доктор Веб», 2021
125040, Россия, Москва, 3-я улица Ямского поля, вл. 2, корп. 12а
Тел.: +7 495 789-45-87 (многоканальный)
факс: +7 495 789-45-97